ELEKTRONIK

NOWY

miesięcznik elektroników 1/93
cena 10.000 zł
nr ind. 367141



KATALOG TRANZYSTORÓW PRODUKCJI ROSYJSKIEJ

INTERFACE DO IBM PC

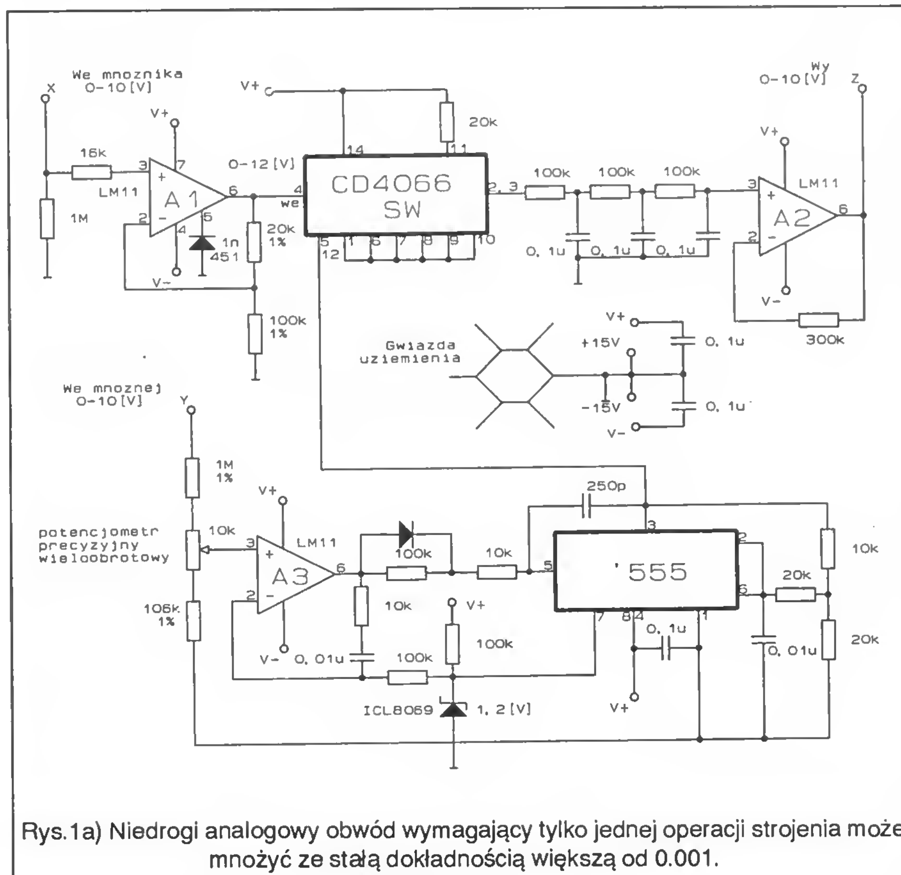
DO JOZSTICKA

Analogowy układ mnożenia/dzielenia napięcia

Układy liczące można dzisiaj spotkać w wielu układach elektroniki, zarówno profesjonalnej jak i powszechnego użytku. Większość układów liczących używa obecnie cyfrowych metod liczenia, które dostarczają bardzo dużych dokładności i szybkości liczenia. Należy jednak zauważyć, że prosty układ mnożnika lub dzielnika można zbudować z pomocą popularnych układów analogowych i w efekcie otrzymamy układ o wiele tańszy oraz prosty w uruchomieniu, a jego dokładność dla różnych potrzeb będzie wystarczająca. Wysokiej dokładności monolityczne układy pracują doskonale, ale są bardzo drogie i generalnie są optymalizowane dla pracy przy bardzo wysokich częstotliwościach. Układy te również wymagają rozległych wielopoziomowych i niejednokrotnie czasochłonnych strojeń (równoważeń).

Tym niemniej, relatywnie proste, niedrogie obwody wymagające jedynie jednej operacji strojenia potrafią mnożyć i dzielić ze stałą dokładnością nie mniejszą od 0.001.

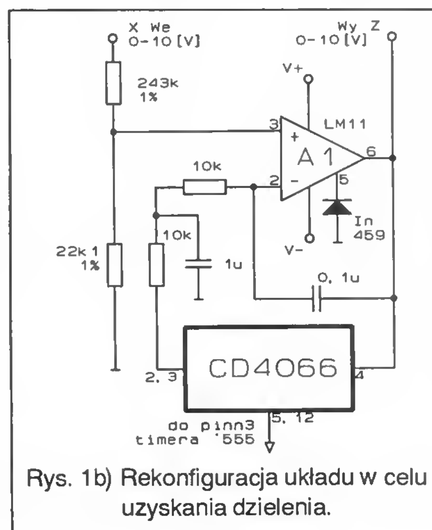
Niedrogi układ CMOS typu '555 w połączeniu ze wzmacniaczem błędu (wzmacniacz operacyjny o małym dryfcie LM11) - A3 (Rys.1, oraz z niedrogim analogowym układem CD 4066 pracującym jako przełącznik) przerywacz tworzą unikalny układ konwertera napięcia na cykle pracy, spełniające trudną funkcję transferu koniecznego dla dokładnej konwersji. Napięcie mnożnej podłączamy do wzmacniacza A3 - Rys.1 punkt Y. Wyjście wzmacniacza A3 steruje cyklem pracy timera '555 poprzez wejście 5 służące do modulacji w układzie typu '555. Sieć połączeń pomiędzy wyjściem 3 timera '555 a połączonymi wejściami wyzwalającymi 2 i 6 układu '555 powoduje oscylacje timera. Sygnał błędu w sprzężeniu zwrotnym z wyjścia 7 timera '555 reprezentuje cykl pracy układu. Całkując ten cykl pracy wraz z napięciem odniesienia uzyskiwanym na diodzie ICL8069/1.2[V] - reprezentującym pełną skalę - i podając rezultat tej operacji na odwracające wejście wzmacniacza X/A3 zamykamy pętlę sprzężenia zwrotnego i zabezpieczamy wysoką dokładność i stabilność układu.



Rys.1a) Niedrogi analogowy obwód wymagający tylko jednej operacji strojenia może mnożyć ze stałą dokładnością większą od 0.001.

Napięcie mnożnika podłączamy do wejścia drugiego wzmacniacza operacyjnego - na jego wejście nieodwracające - A1, który pracuje jako bufor i przelicznik. Trzeci układ wzmacniacza operacyjnego - A2 pracuje jako filtr i bufor wyjściowy z wyjściem oznaczonym jako Z/Rys.1. Pomiędzy wyjściem wzmacniacza, A1 a wejściem A2 analogowy przełącznik CD4066 modulowany jest z wyjścia 3 timera '555 dokonując pożądanego mnożenia i wyprowadzając wynik na wejście Z.

W celu wykonania dzielenia zamiast mnożenia należy zrekonfigurować układ wzmacniacza operacyjnego A1 według Rys.1b. W układzie dzielnika wzmacniacz A2 nie jest konieczny.



Rys. 1b) Rekonfiguracja układu w celu uzyskania dzielenia.

Aby skalibrować układ należy połączyć razem wejście X i Y i podać na nie napięcie 10[V]. Następnie regulując potencjometrem precyzyjnym (najlepiej wieloobrotowym) doprowadzamy wyjście Z do napięcia równego 10[V] - dla układu mnożnika lub 1[V] dla układu dzielnika. Sprawdzamy również czy otrzymujemy zero na wyjściu Z przy zerze na wejściu X. Układ jest wyskalowany w przedziale 0÷10[V] na wejściach i na wyjściu z możliwością niewielkich odchyłek, inna skala jest również możliwa. Gwiazda uziemienia lub gruba szyna uziemiająca powinna być użyta w celu redukcji prądów niezrównoważenia, nieuniknionych w tym zastosowaniu.

Opracowano na podstawie:
Nowy Elektronik 5/92 "Wszystko o układach typu 555". cz.1, 6/92 "Wszystko o układach typu 555". cz.2

mgr inż. Aleksander Rode

W NUMERZE

ELEKTRONIK NOWY

Miesięcznik 1/1993 (40)
Rok czwarty
Styczeń 1993
Nakład 40000egz.
Oddano do druku 07.12.1992
Cena 1 egz. 10.000 zł
Nr ind. 367141

Wydawca
P.W. "ARTCOM"

Adres redakcji:
82-300 Elbląg
ul. Browarna 85
skr. poczt. 100
tel./fax 418-84 wew. 32

Redagują:
Mickiewicz Dariusz, Mikowicz Janusz, Oleszczuk Wiesława, Świątkowski Ryszard - red. naczelny

Stali współpracownicy:
Bieńkowski Dariusz, Choma Jarosław, Dąbrowski Witold, Krzysztofek Robert, Kusiak Andrzej, Pędzik Zbigniew, Szczęśniewicz Sławomir, Rode Aleksander, Wrotek Witold

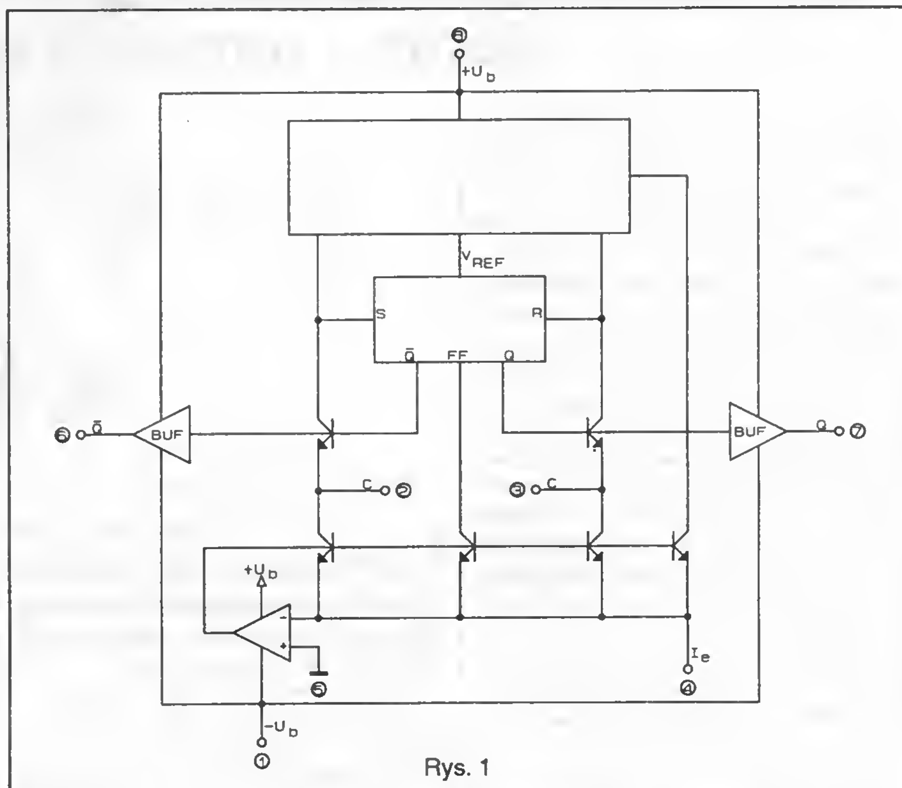
Opracowanie graficzne i DTP
P.W. "ARTCOM"

Druk:
Grudziądzkie Zakłady Graficzne
ul. Droga Mazowiecka 23, Grudziądz

Redakcja zastrzega sobie prawo dokonywania skrótów oraz adiustacji nadesłanych materiałów.

Scalony przetwornik napięcie/częstotliwość

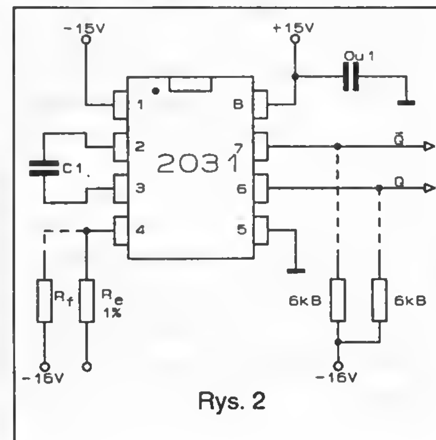
Na Rys.1 przedstawiono opis wyprowadzeń, schemat blokowy i aplikacyjny układu. Napięcie zasilające układ wynosi ±15V. Częstotliwość wyjściowa jest określona przez prąd płynący przez wyprowadzenie 4 oraz pojemność dołączoną do wyprowadzeń 2 i 3. W celu zapewnienia właściwego przetwarzania przy wysokich częstotliwościach, należy stosować kondensator z możliwie małym współczynnikiem stratności, np. teflonowy. Częstotliwość generowanego przebiegu oblicza się wg wzoru: $f = u/40CR_B$ lub $f = i/40C$ przy $U_{zas} = \pm 15V$.



Rys. 1

Dla kondensatorów o pojemności poniżej 50pF faktyczna częstotliwość może być nieco inna, gdyż zaczynają odgrywać rolę szkodliwe pojemności montażowe. Wejście sterujące układu (wyprowadzenie 4) leży na wirtualnej masie. Żeby uzyskać sterowanie częstotliwością, musi tam popłynąć ujemny prąd. Może on płynąć bezpośrednio ze źródła sygnału lub z ujemnego źródła zasilania przez dodatkowy opornik, którego wartość określi generowaną częstotliwość. Dla napięcia sterującego 0 do -15V powinien on mieć wartość z zakresu 1kΩ do 10MΩ. Wykorzystywany zakres prądow wynosi 250nA do 10mA. Najlepszą stabilność temperaturową osiąga się dla prądów poniżej 5mA, gdyż występuje wówczas efekt wzajemnej kompensacji termicznej. Jeśli opornik wejściowy połączony jest z ujemnym źródłem zasilającym, to układ generuje podstawową częstotliwość niezależnie od obu napięć zasilających. R_f i C_f określają częstotliwość środkową, która może być sterowana w górę lub w dół przez zmianę napięcia wejściowego, co umożliwia uzyskanie modulacji częstotliwości. Napięcie modulujące doprowadza się przez opornik R_B.

Wejście prądowe układu można bezpośrednio połączyć z wyjściem prądowym przetwornika C/A lub przetwornika U/f o charakterystyce expotencjalnej. Zakres częstotliwościowy układu wynosi 1Hz do



Rys. 2

10MHz, a zakres regulacji przy napięciach zasilających 15V : 1÷10000. Stabilność temperaturowa układu wynosi typowo 50ppm/deg., a liniowość 0.1% do 1MHz.

Na wyjściach układu dostajemy komplementarne przebiegi prostokątne o poziomach TTL. Można nimi sterować bez dodatkowych elementów wszystkie rodziny logiczne TTL do częstotliwości 3MHz. Aby wykorzystać pełny zakres częstotliwości 10MHz lub w przypadku dużego obciążenia pojemnościowego, należy dać na wyjściach oporniki 6.8kΩ połączone z ujemnym napięciem zasilającym. W razie potrzeby uzyskania poziomów logicznych MOS wyższych niż 5V, należy zastosować odpowiedni układ pośredniczący MOS.

Opracowano na podstawie:
Elrad 12/88

mgr inż. Robert Krzysztofek

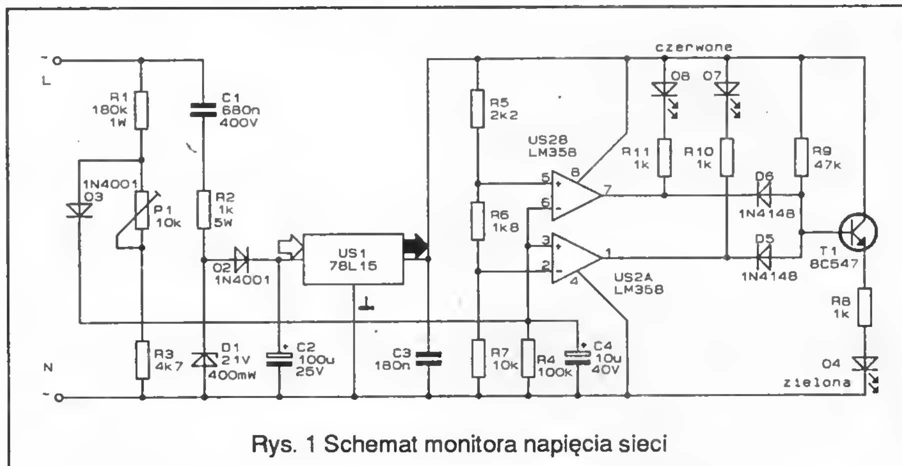
Monitor napięcia sieci

Niekiedy potrzeba błyskawicznie stwierdzić czy poziom napięcia sieciowego nie spadł poniżej dolnej granicy (np.: gdy pracujemy nad programem komputerowym lub umilamy sobie czas oglądaniem programu odtwarzanego z magnetowidu). Dysponując taką informacją możemy w sposób kontrolowany wyłączyć sprzęt i uchronić się przed stratami.

Poniższy układ jest zasilany bezpośrednio z sieci. Stabilizowane napięcie 15 [V] jest wytwarzane w układzie: R2, C1, C2, D1, D2. Różnica potencjałów porównywana przez układy: A1 i A2 jest proporcjonalna do napięcia sieci. Jeśli spadnie ono poniżej 210 [V], świecić będzie dioda D7, a jeśli przekroczy 250 [V] - dioda D8.

Gdy nie zapali się żadna z diod D7, D8, wówczas włączony zostaje tranzystor T1, a D4 sygnalizuje , że monitorowana wielkość mieści się w dopuszczalnych granicach. Ustalane są one położeniem suwaka potencjometru P1.

Do skalowania układu potrzebne są: woltomierz i autotransformator. Regulując P1, należy spowodować, aby sygnalizacja była zgodna z wartością wzorcową podawaną na wejście układu.



Rys. 1 Schemat monitora napięcia sieci

Przy posługiwaniu się urządzeniem należy pamiętać, że nie jest ono izolowane od sieci. Ze względów bezpieczeństwa trzeba umieścić je w zabezpieczającej obudowie.

Opracowano na podstawie "Elektor Electronics" July/August 1985.

mgr inż. Witold Wrotek.

Precyzyjny system ustawiania kierunkowej anteny CB

Wśród anten CB coraz więcej pojawia się anten kierunkowych, a więc takich, które umożliwiają większą skuteczność odbioru/nadawania na określonym kierunku. Anteny takie, w odróżnieniu od dookólnych, dają o wiele większy zysk antenowy. Często instaluje się je na tzw. rotorach, umożliwiających dowolną, ale przede wszystkim szybką i zdalnie sterowaną zmianę kierunku pracy. Urządzenie służące do tego celu zostanie opisane poniżej.

Opis układu.

System kontroli precyzyjnego ustawiania anteny składa się z kupionego rotora antenowego (silnik + przekładnia) oraz wykonanej według poniższego opisu jednostki sterującej znajdującej się w mieszkaniu.

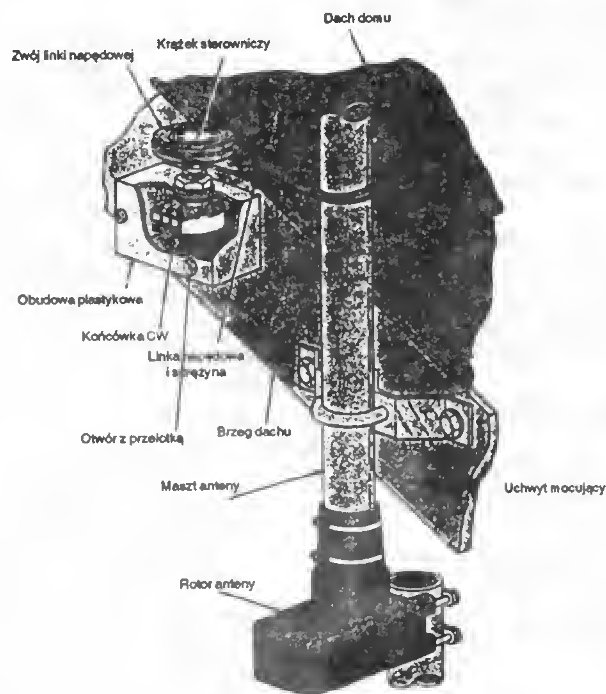
System posiada sensor kierunku, który "mówi" układowi kontroli jaka jest pozycja anteny, a ten z kolei porównuje go z zaprogramowanym kierunkiem. Układ kontroli uaktywnia rotor do zmiany pozycji anteny jeśli to konieczne.

Sensor kierunku jest pokazany na Rys.1 przy maszcie antenowym. Składa się on z potencjometru (R7) zamontowanego w uszczelnionej obudowie, z której wystaje tylko oś z pokrętłem, na którym znajduje się zwój linki napędowej. Jeśli maszt obraca się, linka napędu nawija się wokół niego powodując obrót potencjometru. Aby zobaczyć jak potencjometr pracuje w tym systemie spójrzmy na układ kontroli z Rys.2.

Układ ten zawiera zasilacz o 3 różnych napięciach wyjściowych złożony z T1, D3÷D6 oraz U2. Napięcie ujemne (-V) ma poziom około -10V, dzięki dzielnikowi napięcia R15, R17 i jest filtrowane przez C1. Dodatnie napięcie 18V (+V) z D3 i D4 jest filtrowane przez C3 i C2. Maksymalna różnica między +V i -V jest ograniczona do około 28V. Napięcie dodatnie jest regulowane do 5V przez układ U2. Rezystor R16 ogranicza prąd stabilizatora do 5mA na wypadek zwarcia.

Pozostała część układu jest odpowiedzialna za porównanie pozycji anteny z żądaną pozycją użytkownika i zależnie od tego, pracę rotora. Jak wspomniano układ wyczuwa pozycję anteny poprzez potencjometr kierunkowy anteny (R7). Żądana pozycja jest ustawiana przez użytkownika potencjometrem kontroli kierunku R12.

Obydwa te potencjometry są połączone szeregowo z R13. Rezystor ten zapewnia to, że sygnały pochodzące z obydwu potencjometrów są zawsze widziane przez układ względem potencjału masy.



Rys.1 Sposób zamocowania części wykonawczej pozycjonera

Ale potencjometr R12 jest również w szeregu z R14. Ogranicza to jego zakres podawania napięcia do około 4% mniej niż R7. Ta redukcja gwarantuje, że napięcie potencjometru kierunkowego anteny będzie w stanie wyrównać poziom napięcia odniesienia z potencjometru R12.

Potencjometry R7 i R12 są połączone poprzez rezystory R5 i R10 odpowiednio do końcówek 12 i 10 układu scalonego U1.

Wyprowadzenia te to wejścia nieodwracające dwóch wzmacniaczy połączonych jako wtórniki napięciowe. Wtórniki chronią resztę układu przed obciążeniem potencjometrów. Jest to ważne w momencie, gdy prąd nawet rzędu kilku µA spowodowałby istotne napięcie na rezystorach rzędu 5kΩ.

To buforowane napięcie jest podane do układu pomiarowego. W układzie tym prąd proporcjonalny do napięcia płynie przez R9, M1, R11 i R13 do masy. W ten sposób układ pokazuje pozycję anteny przez M1. Północ jest reprezentowana zarówno przez pełną skalę jak i pozycję zerową wskazówki miernika. Trymer R11 jest ustawiony tak, aby ograniczyć maksymalny prąd miernika do 50µA. Wyjście wtórnika napięciowego kierunku anteny jest również podane na odwracające wejście (U1-d) wzmacniacza operacyjnego w konfiguracji komparatora, który steruje obrotem rotora zgodnie z kierunkiem ruchu wskazówek zegara. Część tego napięcia jest pobierana przez trymer R8 do komparatora U1-b, który steruje obrotem rotora w kierunku przeciwnym do kierunku ruchu wskazówek zegara - z histerezą. Trymer należy wyregulować powoli do takiego punktu, w którym układ zatrzyma "szukanie". Przy takim ustawieniu układ da największą czułość kierunkową z minimalnymi zmianami kierunku silnika. W podobny sposób jest podawane do U1-b i U1-d napięcie odniesienia z potencjometru użytkownika.

Te dwa komparatory pracują w następujący sposób. Jeśli napięcie odniesienia ustawiania kierunku na nóżce 5 jest wyższe od napięcia kierunku anteny na nóżce 6, wyjście na nóżce 7 osiąga stan wysoki. Dzięki temu prąd płynie przez LED1 (która zapala się), D7, R4 i bazę tranzystora Q2. Prąd płynie również przez R3 i bazę tranzystora Q1, tak więc obydwa tranzystory Q1 i Q2 są załączone. Te tranzystory uruchamiają przekaźniki K1 i K2. Przekaźnik K2 załącza transformator sieciowy T2, wykorzystywany do zasilania rotora. Przekaźnik K1 powoduje obrót rotora w kierunku zgodnym z kierunkiem ruchu wskazówek zegara poprzez połączenie odpowiedniej końcówki rotora do T2. Kondensator C7 zbiera zmienne napięcie, przesuwa je o 90° i takie przesunięte w fazie podaje do pozostałej końcówki MOT1. Tak więc obie cewki silnika są zasilane w trakcie maksymalnego momentu obrotowego. Wydawać by się mogło, że układ kondensator/rotor jest zbędny, a jednak jest to typowy układ dla systemów obrotu anteny i rotor nie pracowałby bez kondensatora.

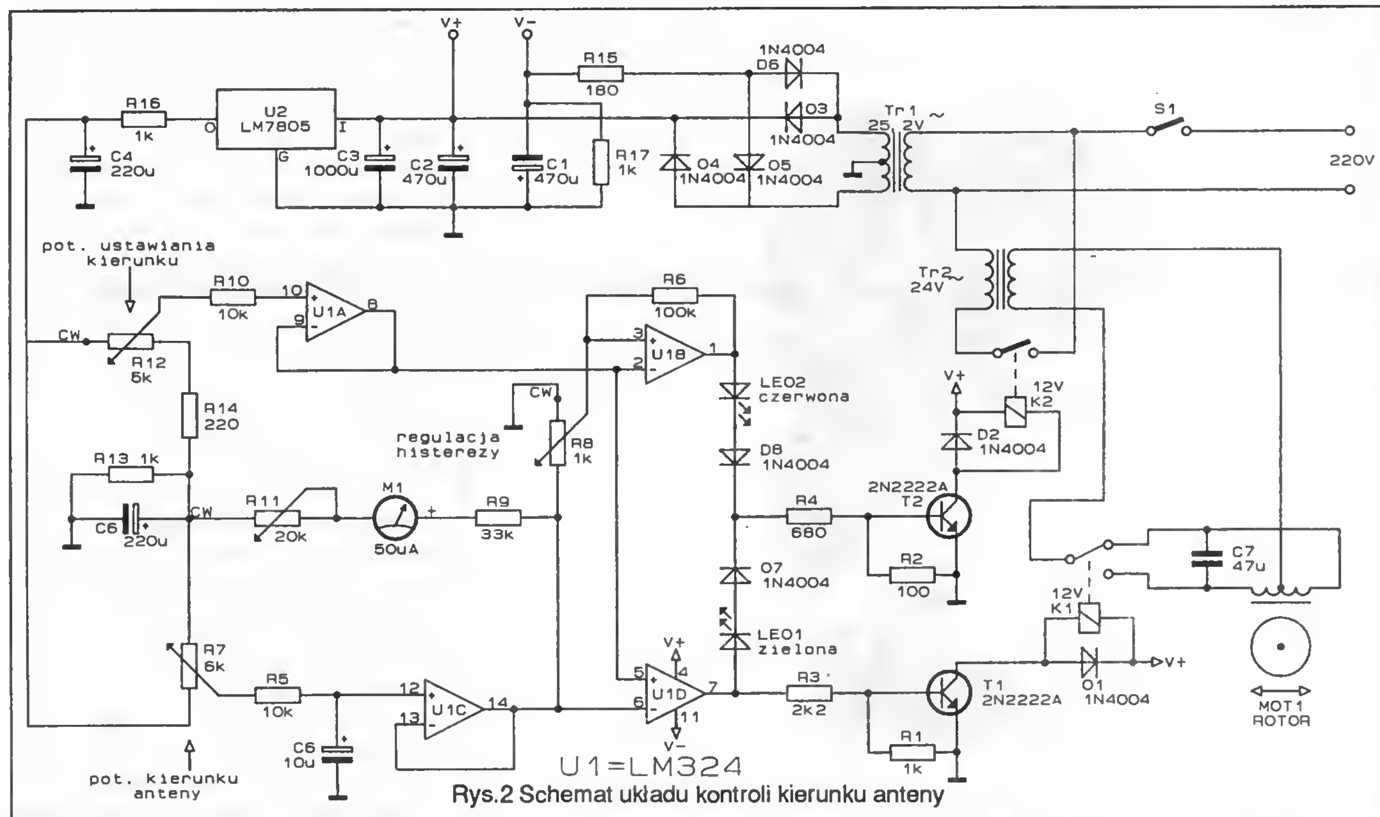
W tym samym czasie wyjście na nóżce 1 osiąga stan niski. Wyjście to jest utrzymywane w stanie niskim poprzez zredukowane napięcie na nóżce 3 spowodowane prądem płynącym od R8 do R6. Jeżeli antena obraca się zgodnie z kierunkiem ruchu wskazówek zegara, potencjometr R7 również obraca się w tym kierunku, powodując wzrost napięcia reprezentującego kierunek anteny.

Jeżeli napięcie kierunku anteny zrówna się z napięciem ustawienia kierunku, na wyprowadzeniu 7 będzie stan niski i prąd polaryzacji bazy tranzystorów Q1 i Q2 zmieni kierunek. Tranzystory Q1 i Q2 oraz LED1, K1 i K2 wyłączą się. Zasilanie rotora jest przerwane i zakończony jest też obrót.

Jeżeli napięcie ustawienia kierunku na nóżce 2 jest niższe od napięcia kierunku anteny (ujemna histereza) na nóżce 3, to wyprowadzenie 1 osiągnie stan wysoki. Napięcie jest podane na nóżkę 3 poprzez R6, aby dostarczyć dodatnią histerezę do komparatora. Tranzystor Q2 jest załączany prądem płynącym przez LED2 (która się świeci), D8 i R4, uruchamiając K2 i w ten sposób zasilając T2. Następnie zestyki normalnie zamknięte przekaźnika K1 zasilają rotor, który obraca się w kierunku przeciwnym do kierunku ruchu wskazówek zegara. W tym samym czasie końcówka 7 osiąga stan niski i jest on utrzymywany przez różnicę napięć wejściowych. Jeżeli antena obraca się w kierunku przeciwnym do kierunku ruchu wskazówek zegara, to również R7 obraca się w tym samym kierunku. Kiedy napięcie kierunku anteny (dodatnia histereza) na wyprowadzeniu 3 zrówna się z napięciem ustawienia kierunku na wyprowadzeniu 2, to wyjście 1 osiągnie stan niski podając ujemne napięcie na R8 i ujemną histerezę do U1-b poprzez wejście 3. Następnie LED2, Q2 i K2 wyłączą się. Zasilanie rotora zostaje przerwane i obrót zakończony.

Konstrukcja.

Montaż urządzenia należy rozpocząć od wlutowania na płytkę obwodu drukowanego rezystorów i diod, oprócz potencjometrów R7 (potencjometr kierunku anteny) i R12 (potencjometr ustawiania kierunku). Potencjometr R7 powinien być zamocowany w pobliżu masztu antenowego. Następnie zamontować podstawkę do U1, wlutować U2, tranzystory, przekaźniki i kondensatory. Zestyki normalnie zamknięte przekaźnika K2 nie są wykorzystane. Należy pamiętać o tym, że zestyki przekaźnika K2 załączają sieć i z tego względu należy je izolować. R12 dołączyć do układu używając ekranowanego dwużyłowego przewodu w celu ograniczenia zakłóceń. Należy upewnić się, że ekran jest podlutowany do końcówki ujemnej potencjometru (połączenie do R14). Ostatnim elementem do zamontowania



Rys.2 Schemat układu kontroli kierunku anteny

jest R7. Tu również użyć podobnego przewodu. Ekran podłączyć po stronie masy układu (w kierunku połączenia R13 i R14). Rezystor R7 może być umieszczony w dowolnym wodoszczelnym pudełku. Z boku pudełka należy zrobić wystarczająco duży otwór na przewód ekranowany i uszczelniającą gumową przelotkę (zobacz Rys.1). Umieścić przelotkę w otworze i przeciągnąć przez nią kawałek przewodu. Przylutować końcówki przewodu do potencjometra (ekran do końcówki CW - zgodnie z kierunkiem ruchu wskazówek zegara) i zamocować potencjometr na swoim miejscu. Sprawdzić jeszcze raz polaryzację połączeń i uszczelnić obudowę silikonowym uszczelniaczem.

Potencjometr jest aktywny tylko dla obszaru 275°, zatem stosunek napędu powinien wynosić 4:3. Aby uzyskać taką wielkość krążek sterowniczy powinien mieć średnicę równą 4/3 średnicy masztu. Np. jeżeli grubość masztu wynosi 5cm to krążka 6.75cm. Teraz pozostaje już tylko wszystko dokładnie zamocować i jeżeli rotor nie jest podłączony, a oprawka układu scalonego pusta, to układ jest gotowy do przetestowania.

Test kontrolny.

Przed rozpoczęciem testu upewnić się czy podstawka pod U1 jest pusta. Jej końcówki będą wykorzystane do uruchamiania tranzystorów i przekaźników oraz pomiarów napięcia. Potrzebny będzie również multimetr z impedancją wejściową o wartości przynajmniej 10MΩ.

Test rozpocząć od przyłączenia multimetra do masy układu, która jest dostępna na obudowie układu scalonego U2. Włączyć S1. Odczytać napięcie na końcówce 4 podstawki układu scalonego. Powinno ono mieć wartość 17÷19V. Napięcie na końcówce 11 powinno wynosić -9÷-11V. Teraz pomierzyć napięcie na złączu R16 i U2. Musi ono mieć wartość z przedziału 4.9÷5.1V. Napięcie po drugiej stronie tego rezystora wynosi 3.8÷4.0V. Na złączu R13 i R14 napięcie waha się od 1.0 do 1.2V.

Ustawić R7 tak, aby na suwaku otrzymać 2.5V (±0.1V). R11 ustawić w maksymalnej pozycji przeciwnie do ruchu wskazówek zegara, a R8 w pozycji środkowej. W tym punkcie obie diody LED nie powinny się świecić. Sprawdzić zestyki przekaźnikami K2, powinny być otwarte. Sprawdzić czy zestyki normalnie otwarte i normalnie zamknięte przekaźnika K1 są we właściwych pozycjach. Teraz wyłączyć S1. Zewrzeć końcówki 4 i 1 podstawki. Włączyć S1 i sprawdzić czy LED2 świeci się podczas, gdy LED1 jest wygaszona. Kontynuując test kontrolny upewnić się, czy normalnie otwarte zestyki przekaźnika K2 są zamknięte (K1 puszczony). Wyłączyć S1 i usunąć zworę z podstawki. Ponownie włączyć S1. Sprawdzić czy przekaźniki są wyłączone. Wyłączyć S1 i tym razem zewrzeć końcówki 4 i 7 przed podłączeniem zasilania. Dioda LED1 świeci się podczas, gdy LED2 jest wygaszona. Kontynuacja testu powinna ujawnić, że K1 i K2 są włączone. Wyłączyć S1 i usunąć zworę.

Ponownie włączyć S1 i sprawdzić, czy napięcie na wszystkich końcówkach podstawki wynosi od 0 do 5V, z wyjątkiem 4 i 11 (które mają odpowiednio +V i -V). Obie diody LED nie świecą się. Wyłączyć S1.

Zainstalować U1 i włączyć S1. Ustawić R12 w pobliżu pozycji środkowej do momentu, aż obie diody ściemnieją. Wykonać jeszcze 1/4 obrotu w kierunku zgodnym z kierunkiem ruchu wkazówek zegara. LED1 powinna się zapalić (jeżeli nie, to obracając R8 w kierunku przeciwnym do kierunku ruchu wskazówek zegara zmniejszyć histerezę układu). Dioda LED2 powinna zgasnąć. Teraz kręcić R7 w kierunku zgodnym z kierunkiem ruchu wskazówek zegara (około 1/4 obrotu), aż LED1 zgaśnie. Upewnić się czy LED 2 nadal się nie świeci. Obrócić R12 o około 1/4 w kierunku przeciwnym do kierunku ruchu wskazówek zegara (powrót do pozycji środkowej). W tym punkcie LED2 powinna świecić, a LED1 być wygaszona. Teraz pokręcać R7 w kierunku przeciwnym do kierunku ruchu wskazówek zegara (około 1/4 obrotu), aż LED2 zgaśnie. LED1 jest wciąż wygaszona.

Ustawić R8 na wygodnym poziomie histerezy. Suwak potencjometru powinien być w takim położeniu, aby diody nie zapalały się jednocześnie lub migały na przemian.

Ustawić R12 maksymalnie w kierunku przeciwnym do kierunku ruchu wskazówek zegara. LED2 powinna się świecić podczas gdy, LED1 jest wygaszona. Pokręcać R7 w kierunku przeciwnym do kie-

runku ruchu wskazówek zegara, aż LED2 zgaśnie.

LED1 powinna być cały czas wygaszona, a M1 powinien pokazywać zero odczytu. Ustawić R12 maksymalnie w kierunku zgodnym z kierunkiem ruchu wskazówek zegara i sprawdzić czy LED1 świeci się, a LED2 jest wygaszona.

Pokręcać R7 w kierunku zgodnym z kierunkiem ruchu wskazówek zegara, aż LED1 ściemnieje. LED2 ciągle jest wygaszona. Ustawić R11 na pełen odczyt (cała skala) na mierniku. Obrócić R12 i R7 do pozycji maksymalnej w lewo. Skontrolować czy LED2 jest wciąż wygaszona (LED1 można zignorować). Jeżeli wszystko działa prawidłowo można zamknąć układ w odpowiedniej obudowie i zamocować R7 w pobliżu masztu antenowego.

Instalowanie urządzenia.

Obracać antenę na północ, cały czas w kierunku przeciwnym do kierunku ruchu wskazówek zegara. Jeżeli to zostało zrobione dołączyć układ kontroli do końcówek rotora (przy wyłączonym zasilaniu). Następnie wykonać cały zespół napędowy, tak jak pokazano na Rys.1. Obrócić R7 maksymalnie w kierunku przeciwnym do kierunku ruchu wskazówek zegara, obrócić R12 o 90° z powrotem do maksymalnego ustawienia w lewo i włączyć S1 na 10 sekund. Wrócić do anteny i obserwować czy następuje obrot w kierunku zgodnym z kierunkiem ruchu wskazówek zegara. Jeżeli wydaje się, że rotor waha się w tył i w przód zbyt mocno powiększyć histerezę pokręcając R8.

Wykaz elementów:

Półprzewodniki

U1 - LM 324 poczwórny wzmacniacz operacyjny
U2 - LM 7805 stabilizator +5V
Q1, Q2 - 2N 2222A tranzystor krzemowy NPN
D1÷D8 - 1N 4004 dioda prostownicza 1A/400V
LED1 - zielona dioda świecąca
LED2 - czerwona dioda świecąca

Rezystory (wszystkie 0.25W/5%)

R1, R13, R16, R17 - 1kΩ
R2 - 100Ω
R3 - 2.2kΩ
R4 - 680Ω
R5, R10 - 10kΩ
R6 - 100kΩ
R7, R12 - 5kΩ potencjometr liniowy
R8 - 1kΩ potencjometr liniowy (montażowy)
R9 - 33kΩ
R11 - 20kΩ potencjometr liniowy (montażowy)
R14 - 220Ω
R15 - 180Ω

Kondensatory

C1, C2 - 470µF/40V elektrolityczny
C3 - 1000Fµ/40V elektrolityczny
C4, C5 - 220µF/40V elektrolityczny
C6 - 10Fµ/40V elektrolityczny
C7 - 47µF/40V blokujący

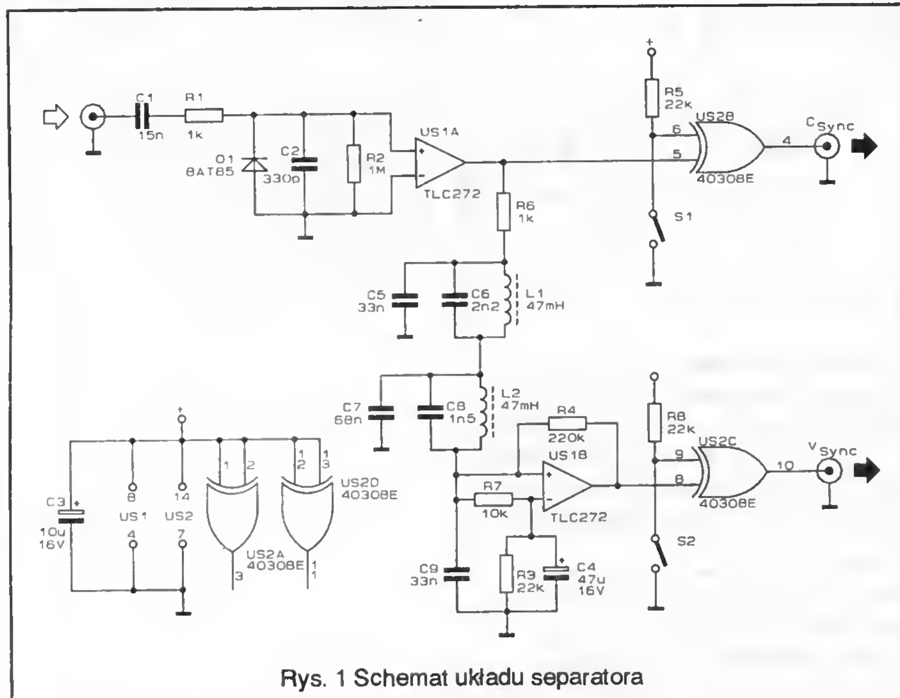
Pozostałe elementy

K1 - przekaźnik 12V z zestykami 10A/220V (zwiernymi)
K2 - przekaźnik 12V z zestykami 10A/220V (przełącznymi)
M1 - mikroamperomierz 50µA
MOT1 - rotor antenowy
PL1 - sznur sieciowy z wtyczką
S1 - włącznik sieciowy
T1 - transformator sieciowy, uzwojenie wtórne 25.2V; 2A
T2 - transformator sieciowy, uzwojenie wtórne 24V; 2A

Opracowano na podstawie:
Popular Electronics czerwiec 1992

mgr inż. Jolanta Dąbrowska

Separator synchronizacji



Rys. 1 Schemat układu separatora

Opisany poniżej układ zastępuje brakujące połączenie między różnymi źródłami sygnałów video, a monitorem. Wykonany przy wykorzystaniu jedynie elementów dyskretnych, dokonuje wydzielenia składników sygnału synchronizacji (tzn. kombinacji sygnałów synchronizacji poziomej i pionowej) i sygnału synchronizacji pionowej z całkowitego sygnału video o amplitudzie około 1 [Vpp] . W celu wydzielenia składników sygnałów synchronizacji, całkowity pozytywowy sygnał video jest filtrowany przez układ R1 - C2 i obcinany przez diodę Schottkyego, D1. Sygnał CSYN jest podawany do bramki XOR (US2b), która pracuje jako inwerter, gdy przełącznik S1 jest zamknięty.

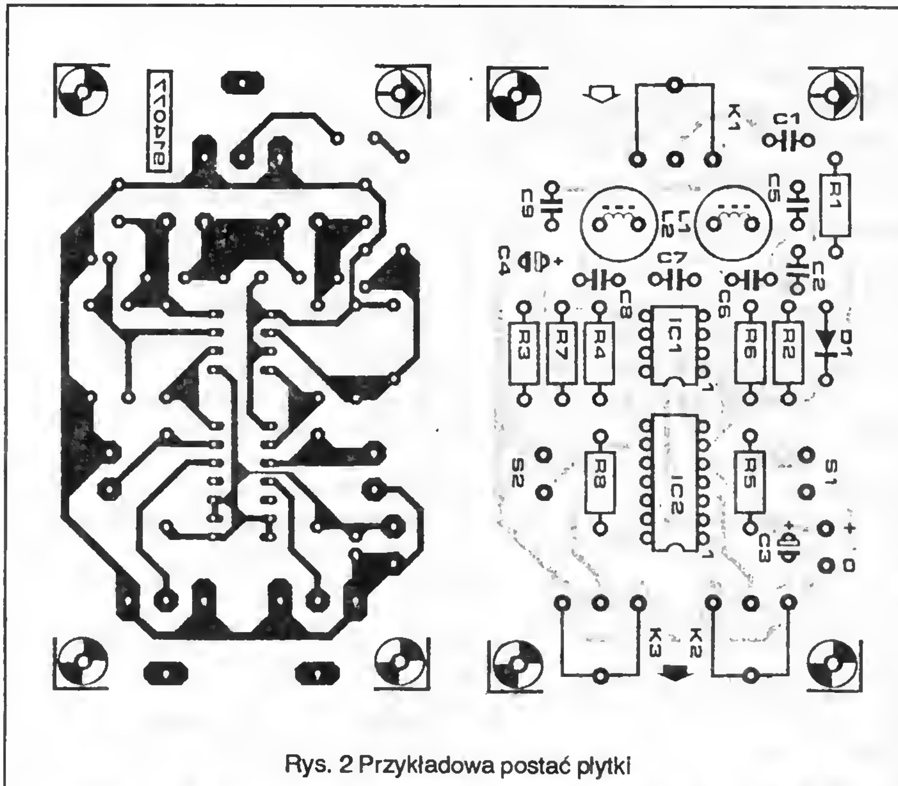
Sygnał CSYN jest także doprowadzany do 2 - ogniwowego filtru LC, który tłumi składniki sygnału synchronizacji linii, a przepuszcza na wejście wzmacniacza operacyjnego US1b raster synchronizacji i VSYNC. CSYNC i VSYNC są możliwe do otrzymania zarówno w postaci prostej jak i zanegowanej.

Układ czerpie prąd o natężeniu około 200 [mA] przy zasilaniu napięciem o wartości 5 [V]. Sygnał wyjściowy jest zgodny ze standardem TTL.

Spis elementów

Rezystory

R1,R6 - 1k
R2 - 1M
R3,R5,R8 - 22k
R4 - 220k



Rys. 2 Przykładowa postać płytki

R7 - 10k

Kondensatory
C1 - 15nF
C2 - 330pF
C3 - 10µF/16V
C4 - 47µF/16V
C5 - 33nF
C6 - 2.2nF
C7 - 68nF
C8 - 1.5nF
C9 - 33nF

Półprzewodniki
D1 - BAT85
US1 - TLC272
US2 - 4030BE

Inne
L1,L2 - 47mH, dławik rdzeniowy

Opracowano na podstawie " Elektor Electronisc " July/August 1991.

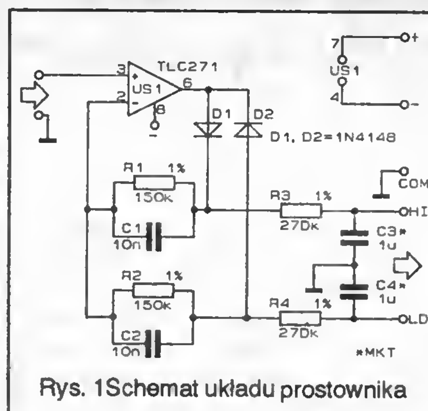
mgr inż . Witold Wrotek .

Precyzyjny prostownik do woltomierzy cyfrowych

Ten prosty układ, którego zasadniczą częścią jest pojedynczy wzmacniacz operacyjny, jest prostownikiem o dużej dokładności zaprojektowanym z myślą o współpracy z woltomierzami cyfrowymi. Może on zostać bezpośrednio dołączony do dzielnika napięciowego o wysokiej impedancji bez konieczności stosowania dodatkowego stopnia buforującego co obniża koszt modernizacji, i zużycie energii. Inną zaletą tego układu jest uniezależnienie dokładności pomiarów od napięcia niezrównoważenia wzmacniacza operacyjnego.

Prostownik posiada dwa wyjścia co stwarza możliwość podłączenia zarówno do wejścia "IN-LO" jak i do "IN-HI", jakie występują w woltomierzach wykonanych przy użyciu układów z rodziny 7106 i podobnych.

Układ scalony US1 jest wzmacniaczem operacyjnym wykonanym w technologii CMOS i pracującym w modzie wyprostowywania napięcia wstępnego. Cechuje go zaskakująco dobra charakterystyka częstotliwościowa przy małym poborze prądu (ok. 1[mA]). Dla potrzeb praktycznych wzmocnienie układu możemy obliczyć ze wzoru: 2R1/R2, gdzie R1=R3, a R2=R4. Przy zastosowaniu elementów o wartościach podanych na schemacie wzmocnienie jest prawie równe 1.1107.



Rys. 1Schemat układu prostownika

Liczba ta jest równa średniej kwadratowej współczynnika kształtu przebiegu sinusoidalnego. Zamontowanie kondensatorów C1 i C2 nie jest konieczne, ale poprawiają one: odpowiedź układu i stabilność prostownika w zakresie wyższych częstotliwości.

W zakresie niskich częstotliwości odpowiedź prostownika zależy od stałej czasowej R2C3 (lub R4C4). Przykładowo, dla rozwiązania zaproponowanego na schemacie pasmo 1% dokładności rozciąga się od 25 [Hz] do około 20 [kHz].

Układ jest zasilany z 9 [V] baterii znajdującej się w obudowie miernika. Masa prostownika jest dołączona do wyprowadzenia "COM" w mierniku, które jest na potencjale niższym o około 2.8 [V] od poziomu napięcia zasilania. Podczas pomiarów z wykorzystanie przystawki odczyty powinny odbywać się na zakresie 200 [mV].

Opracowano na podstawie " Elektor Electronics " July/August 1990 .

mgr inż . Witold Wrotek .

Najbardziej popularne scalone stabilizatory napięcia stałego. cz.I

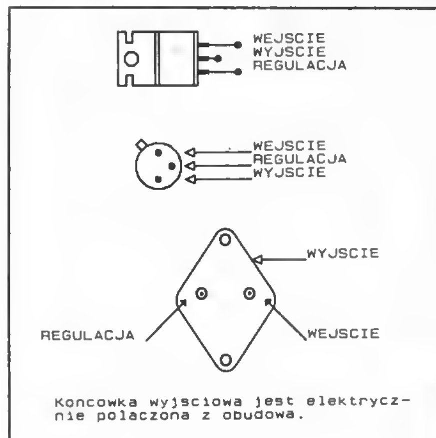
Typ LM217, LM317 (1.2V do 37V)

Układy scalone LM217 i LM317 są to regulowane 3-końcówkowe stabilizatory napięcia dodatniego zdolne do dostarczenia prądu 1.5A, w zakresie napięcia różnicowego od 3V do 40V. Są wyjątkowo łatwe w użyciu i wymagają tylko dwóch zewnętrznych rezystorów do ustawienia napięcia wyjściowego. Regulacja zarówno wejścia jak i wyjścia jest lepsza niż w standardowych stabilizatorach stałych. Mają one obudowy typowych tranzystorów i są łatwe w montażu. Stabilizatory te mają pełne zabezpieczenie przed przeciążeniem. Wewnątrz chipa zawarte jest ograniczenie prądowe, zabezpieczenie przed przegrzaniem i ochrona bezpiecznego obszaru pracy.

Wszystkie zabezpieczenia normalnie funkcjonują nawet wówczas, gdy końcówka regulacyjna nie jest wykorzystana. Zazwyczaj nie są potrzebne żadne kondensatory. Jeżeli stabilizator jest umieszczony daleko od wejściowych kondensatorów filtrujących, to konieczny jest wejściowy kondensator tuż przed układem.

Dodatkowy wyjściowy kondensator poprawia odpowiedź impulsową układu. Końcówka regulacyjna może być zbocznikowana, aby osiągnąć bardzo wysokie tłumienie tętnień, które jest trudne do uzyskania w standardowych 3-końcówkowych stabilizatorach. Typowe tłumienie tętnień dla tego układu wynosi 80. Stabilizatory te mają bardzo szerokie zastosowanie. Podstawowym wykorzystaniem każdego z nich jest programowalny regulator napięcia, a przy włączeniu stałego rezystora pomiędzy końcówkę regulacyjną i wyjście mogą być wykorzystane jako precyzyjne stabilizatory prądowe.

Typ TL317 (1.2V do 32V)



Rys. Schemat wewnętrzny układów LM217 i LM317.

Układ ten swoją budową wewnętrzną niewiele różni się od wcześniej przedstawionych LM217 i LM317.

Charakteryzuje się między innymi niższym prądem wyjściowym (100mA).

Wyróżnia się układy typu M i C, gdzie TL317M ma zakres temperatur pracy od -55°C do +125°C, a TL317C pracuje w zakresie od 0°C do 125°C.

Tabela 1. Dopuszczalne parametry eksploatacyjne.

	LM 217	LM 317	Jed.
Nap. różnicowe wej. - wyj., V_I-V_O	40	40	V
Moc rozpraszana przy temp. otoczenia 25°C	2000	2000	mW
Temperatura pracy	-25 do 150	0 do 125	°C
Temperatura przechowywania	-65 do 150	-65 do 150	°C
Temperatura lutowania	260	260	°C

Tabela.2. Zalecane warunki pracy.

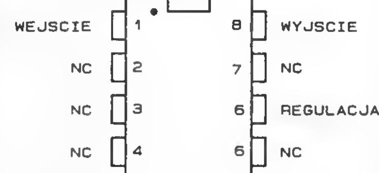
	LM217		LM317		Jed.
	Min	Max	Min	Max	
Prąd wyjściowy, I_O	5	1500	10	1500	mA
Temperatura złącza T_J	-25	150	0	125	°C

Tabela 4. Dopuszczalne parametry eksploatacyjne.

Napięcie różnicowe wejście - wyjście, VI-VO	35V
Moc rozpraszana przy temp. otoczenia 25°C obudowa D obudowa JG obudowa LP	 833mW 1050 mW 775 mW
Temperatura pracy TL317M TL317C	-55 do 150°C 0 do 150°C
Temperatura przechowywania	-65 do 150°C
Temperatura lutowania 60s, obudowa JG 10s, obudowa LP, lub D	300°C 260°C

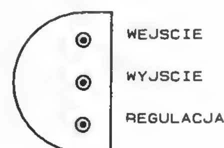
TL317M

obudowa typu JG



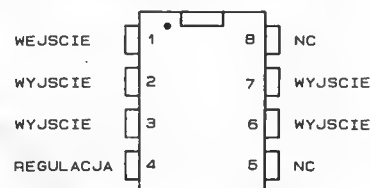
TL317C

obudowa typu LP



TL317C

obudowa typu D
(do montazu powierzchniowego)



NC-brak wewnetrznych polaczen

Tabela 3. Charakterystyka elektryczna.

Parametry	Warunki pomiaru*		LM217 min	LM217 typ	LM217 max	LM317 min	LM317 typ	LM317 max	Jed.
Stabilizacja wejścia [1]	V_I-V_O=3V do 40V [2]	T_J=25°C		0.01	0.02		0.01	0..04	%/V
		I_O=10mA do 1.5A		0.02	0.05		0.02	0.07	
Tłumienie tętnień	V_O=10V , f=120Hz			65			65		dB
	10µF, f=120Hz		66	80		66	80		
Stabilizacja wyjścia	I_O=10mA do 1.5 A T_J=25°C [2]	V_O≤5V		5	15		5	25	mV
		V_O≥5V		0.1	0.3		0.3	0.5	%
	I_O=10mA do 1.5A [2]	V_O≤5V		20	50		20	70	mV
		V_O≥5V		0.3	1		0.1	1.5	%
Niestabilność V_O przy zm. temp.	T_J=min do max			1			1		%
Niestabilność [3]	Powyżewj 1000h przy T_J=max i V_I-V_O=40V			0.3	1		0.3	1	%
Nap. wyj. s.	f=10Hzdo 10kHz,T_J=25°C			0.003			0.003		%
Min. I wyj.	V_I-V_O=40V			3.5	5		3.5	10	mA
Pik prądu wyjściowego	V_I-V_O=≤15V		1.5	2.2		1.5	2.2		A
	V_I-V_O=≤40V			0.4			0.4		
I kon. reg.				50	100		50	100	µA
Zmiany I kon. reg.	V_I-V_O=2.5V do 40V I_O=10mA do 1.5A			0.2	5		0.2	5	µA
Nap. ref.	V_I-VO=3V do 40V I_O=10mA do 1.5A P≤20W		1.2	1.25	1.3	1.2	1.25	1.3	V

* Jeżeli nie zaznaczono inaczej, parametry są podane przy V_I - V_O = 5V, I_O = 0.5A.

Uwaga:1 Stabilizacja wejścia jest uważana tutaj jako procentowe zmiany napięcia wyjściowego przy zmianie napięcia wejściowego o 1V.

2 Stabilizacja wejścia i wyjścia jest mierzona techniką impulsową.

3 O ile niestabilność długoczasowa nie może być zmierzona dla konkretnego układu jest ona szacowana.

Tabela 5. Zalecane warunki pracy.

	TL317M		TL317C		Jed.
	min	max	min	max	
Prąd wyjściowy, I_O	2.5	100	2.5	100	mA
Temperatura złącza, T_J	-55	125	0	125	°C

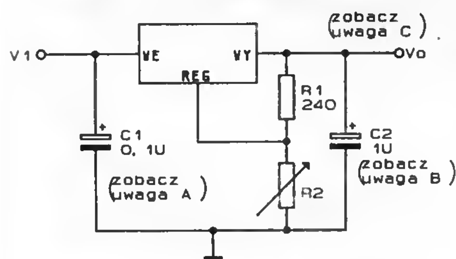
Najczęściej spotykane typy obwodów:

TL317M obudowa typu JG
TL317C obudowa typu LP
TL317C obudowa typu D

Tabela 6. Charakterystyka elektryczna.

Parametry	Warunki pomiaru*		LM217 min	LM217 typ	LM217 max	Jed.
Stabilizacja wejścia 1	V_I-V_O=3V do 35V	T_J=25°C		0.01	0.02	%/V
		I_O=2.5mA do 100mA		0.02	0.05	
Tłumienie tętnień	V_O=10V , f=120Hz			65		dB
	10µF, f=120Hz		66	80		
Stabilizacja wyjścia	I_O=2.5mA do 100m A T_J=25°C 2	V_O≤5V		25		mV
		V_O≥5V		0.5		%
	I_O=2.5mA do 100mA 2	V_O≤5V		50		mV
		V_O≥5V		1		%
Niestabilność V_O przy zm. temp	T_J=0°C do 125°C			1		%
Niestabilność 3	Powyżej 1000h przy T_J=125°C i V_I-V_O=35V			0.3	1	%
Nap. wyj. s.	f=10Hzdo 10kHz,T_J=25°C			0.003		%
Min. I wyj.	V_I-V_O=35V			1.5	2.5	mA
Pik prądu wyj.	V_I-V_O≤35V		100	200		mA
I kon. reg.				50	100	µA
Zmiany I kon. reg.	V_I-V_O=2.5 do 35V I_O=2.5mA do 100mA			0.2	5	µA
Nap. ref.	V_I-V_O=3V do 35V I_O=2.5mA do 100mA P≤ nominalne rozproszenie		1.2	1.25	1.3	V

* Jeżeli nie zaznaczono inaczej parametry są podane przy: V_I - V_O = 5V, I_O = 2.5mA
Uwaga 1, 2, 3 - zobacz Tabela 3.



Rys.1 Ustawiony regulator napięcia.

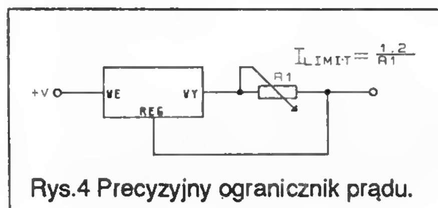
Uwagi:

A - Użycie wejściowego kondensatora bocznikującego jest konieczne gdy stabilizator jest daleko od kondensatorów filtrujących.

B - Użycie wyjściowego kondensatora poprawia odpowiedź czasową, ale nie jest konieczne.

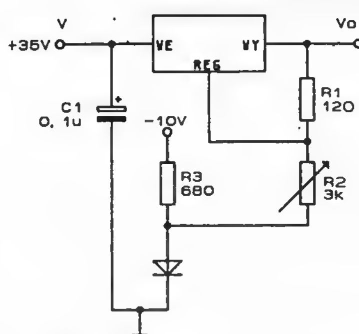
C - Napięcie wyjściowe jest obliczane z równości:

Vo = Vref (1 + R2/R1), gdzie Vref - różnica między napięciem na wyjściu i końcówce regulacyjnej.

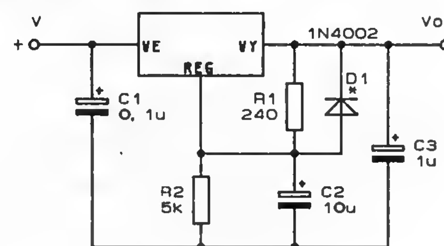


Rys.4 Precyzyjny ogranicznik prądu.

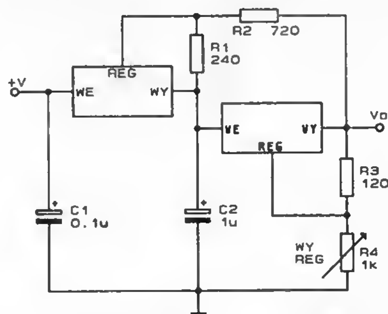
Typowe zastosowania układów LM217, LM317 oraz TL317.



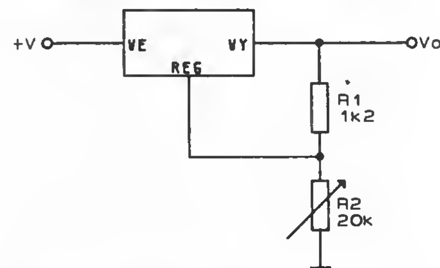
Rys.2 Regulator napięcia od 0V do 30V.



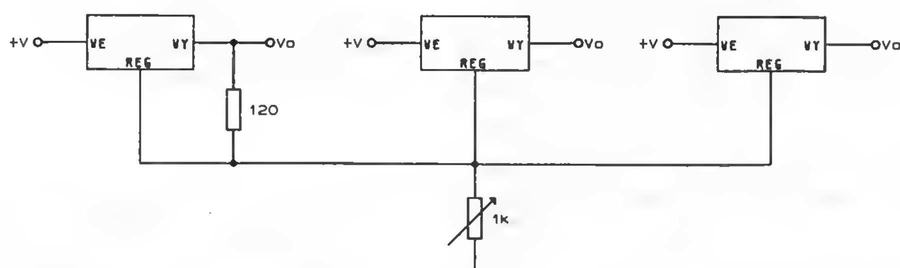
Rys.3 Ustawiany regulator napięcia z polepszonym tłumieniem tętnień.



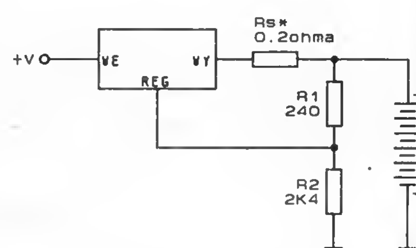
Rys.5 Śledzący przedstabilizator.



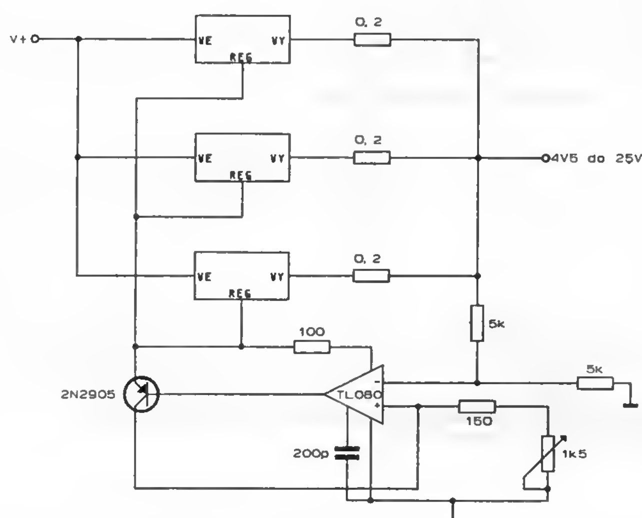
Rys.6 Regulator napięcia od 1.2V do 20V z minimalnym prądem programowanym.



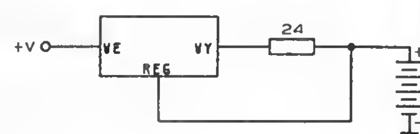
Rys.6 Regulator napięcia od 1.2V do 20V z minimalnym prądem programowanym.



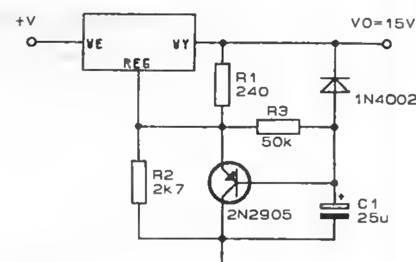
Rys.8 Układ służący do ładowania



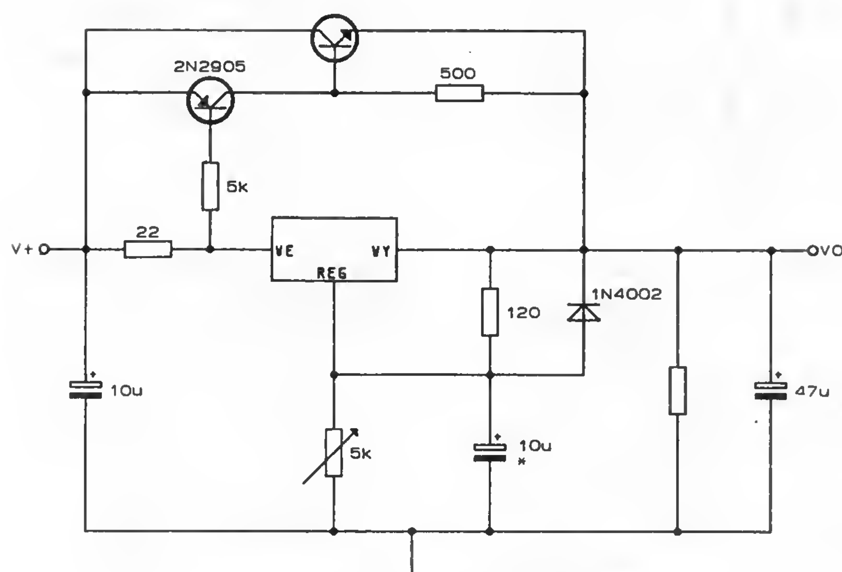
Rys.13 Ustawiany stabilizator 4A.



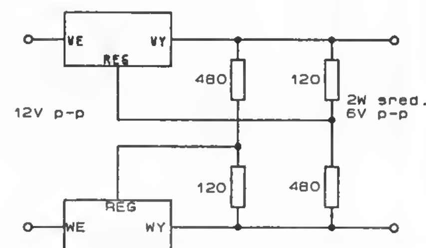
Rys.9 Układ służący do ładowania



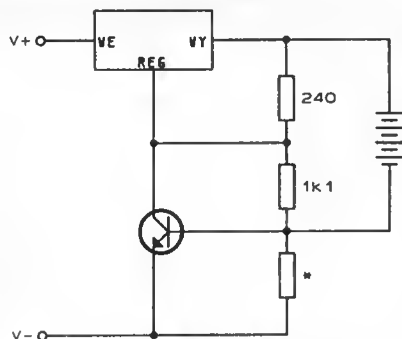
Rys.10 Stabilizator 15V z opóźnionym startem.



Rys.14 Wysokoprądowy ustawiany stabilizator.



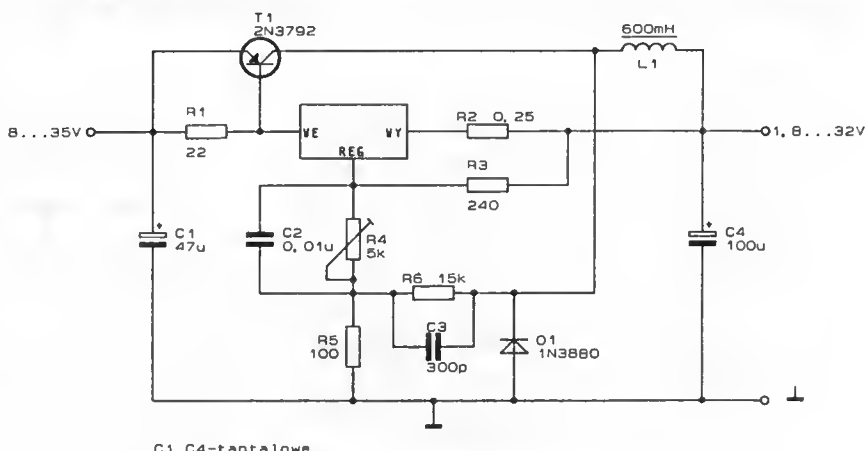
Rys.11 Stabilizator napięcia zmiennego.
* Ten rezystor ustawia pik prądowy



Rys.12 6V układ ładowania z ograniczeniem prądowym.

Tabela 7

Rys.	Zmiany
1	R1 = 470
2	bez zmian
3	R1 = 470 R2 = 10k
4	bez zmian
5	R1 = 470 R2 = 1.5k R3 = 240 R4 = 2k
10	R1= 470 R2 = 5.1k
9	bez zmian
12	bez zmizn
14	bez zmizn



Rys.15 Stabilizator impulsowy o wydajności prądowej 3A.

Wartości elementów podane na Rys.1÷15 odpowiadają układom LM217 i LM317.

Wykorzystując układ TL317 należy wstawić wartości elementów podane w Tabeli 7.

Schematy aplikacyjne oznaczone pozostałymi numerami nie zostały uwzględnione przez producenta w karcie katalogowej układu TL317.

c.d. za miesiąc

Budujemy generator szumów

Budujemy dokładny generator szumów, który wytwarzać będzie szum biały oraz szum różowy. Układ tego generatora będzie pracować na podstawie cyfrowego pseudolosowego źródła szumów, które składa się z pary rejestrów przesuwnych typu 4006 (US1 i US2 na Rys.1) oraz 4 bramek exclusive NOR - US3/4070. Biały szum charakteryzuje się stałą gęstością widmową w jednostce szerokości pasma częstotliwości. Szum różowy charakteryzuje się tym, że przenosi stałą moc w każdej oktawie lub dekadzie częstotliwości.

Generatory szumów, które dostarczają takiego szumu są używane w wielu zastosowaniach. Stosowanie tego rodzaju sygnałów powszechne jest przy testowaniu fonicznym i akustycznym sprzętu audio. Tego typu szumu używa się również przy badaniu i testowaniu starzenia się głośników. W układach, które potrafią generować różne efekty dźwiękowe, również powszechnie stosowane są szumy wszelkiego rodzaju, które poprzez różnego rodzaju obróbkę potrafią ostatecznie brzmieć nieraz bardzo dziwnie i niepowtarzalnie.

Układ z Rys.1 dysponuje 36 różnymi stanami, które można osiągnąć dzięki dwóm rejestrom przesuwnym US1 i US2 typu 4006. Wykorzystując tylko 33 stany możemy generować najdłuższą z możliwych sekwencje pseudolosową z układów US1 i US2. Kondensator 0.1[μF] wraz z rezystorem 10[kΩ] (nóżka 1 US3) gwarantują, że układ będzie zawsze startował z kilkoma stanami "1", które zdążą się załadować do układu rejestru przesuwnego US1 do chwili gdy kondensator 0.1μF naładuje się. Jeśli układ startowałby ze wszystkimi stanami "0" załadowanymi do rejestrów przesuwnych, wówczas nigdy nie wygenerował, by sygnału na wyjściu.

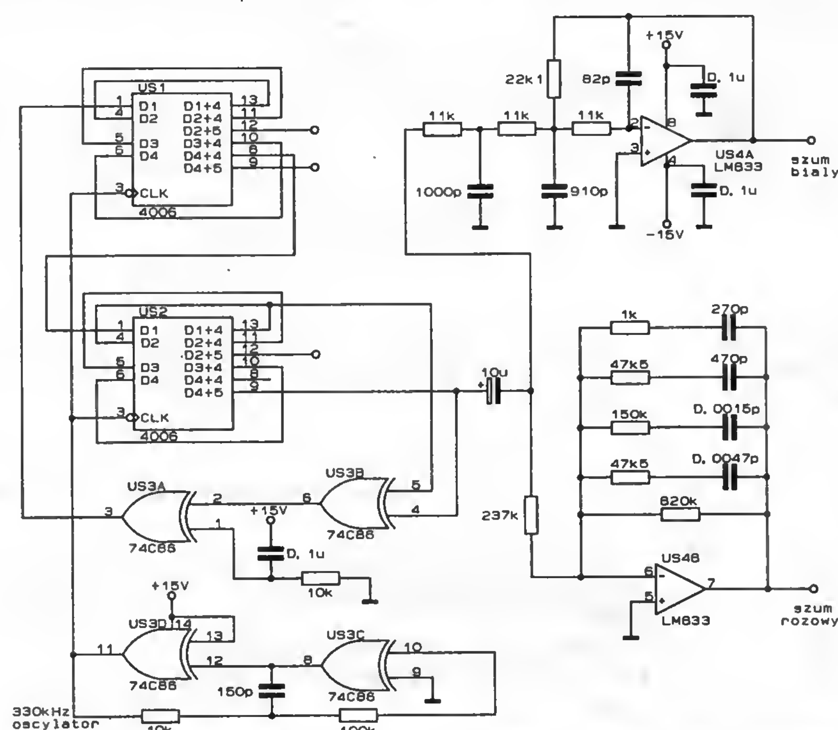
Zbudowany na 1/2US3 (bramki US3c i US3d) obwód oscylatora dostarcza sygnału taktującego o częstotliwości 330[kHz]. Z taką częstotliwością taktującą uzyskujemy zadawalające parametry sygnału, a mianowicie częstość powtarzania się pseudolosowej sekwencji w sygnale szumu jest mniejsza niż jeden raz w ciągu 25 godzin.

Wyjście pseudolosowej sekwencji z generatora może być filtrowane i możemy otrzymywać sygnał odpowiedni do naszych potrzeb. Na przykład jeśli zastosujemy filtr pasmowy niskiej częstotliwości to uzyskamy szum niskiej częstotliwości, z którego wytwarza się różne efekty dźwiękowe (np. dudnienia, grzmoty lub inne podobne efekty akustyczne), możemy uzyskać również infradźwięki (częstotliwości podsłyszalne - dźwięki o częstotliwości poniżej 20[Hz]), które mogą być używane jako losowe sygnały sterujące np. do wytrząsarek, którymi testuje się wytrzymałość różnych urządzeń. Większość powszechnie używanych sygnałów szumu w jakikolwiek sposób zawiera w sobie charakterystyczne widmo szumu białego lub różowego.

Zamiana serii cyfrowych impulsów z rejestrów przesuwnych w analogowy sygnał szumu białego polega na przepuszczeniu tych pseudolosowych sekwencji cyfrowych przez trzystopniowy, aktywny, dolnoprzepustowy filtr Butterwortha o częstotliwości odcięcia równej 40[kHz]. Filtr ten jest zbudowany w oparciu o układ US4a - Rys.1. Taki dolnoprzepustowy filtr dostarcza płaskiego spektrum szumu, którego nachylenie jest nie większe niż 0.25[dB] na 25[kHz].

W celu wytworzenia szumu różowego, szum losowy należy filtrować w ten sposób, aby moc szumu dla każdej częstotliwości wzrastała odwrotnie proporcjonalnie do częstotliwości. Dlatego też nachylenie 3dB na oktawę jest wymagane. Filtr na wyjściu, z którego uzyskujemy szum różowy zbudowano na układzie US4b - Rys.1.

Naprzemienne rozmieszczenie zer i biegunów w transmitancji układu aproksymuje pożądane nachylenie charaktery-



Rys.1 Generator szumu białego i różowego. Układ bazuje na pseudolosowym źródle szumu składającym się z dwóch rejestrów przesuwnych 4006 i 4 bramek.

styki. Dokładność spektrum widma z wyjścia układu dla szumu różowego jest lepsza niż ±0.4[dB] w całym zakresie częstotliwości akustycznych.

Opracowano na podstawie: ED 8/90

mgr inż. Aleksander Rode

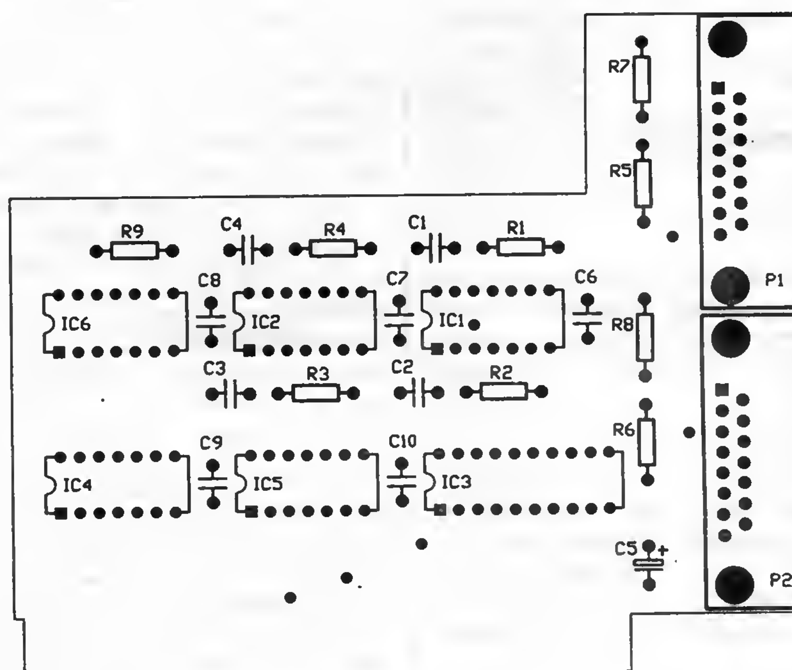
Interface joystick'a do IBM PC

Niektóre gry komputerowe pisane dla IBM PC współpracują z joystick'iem analogowym. Niestety nie są łatwo dostępne osobne karty interface'u joystick'a. Proponuję wykonanie samemu takiej karty, dzięki której można do komputera podłączyć nawet dwa joystick'i analogowe. Poniższy opis dotyczy wykonanej i wypróbowanej karty interface'u joystick'a do IBM PC.

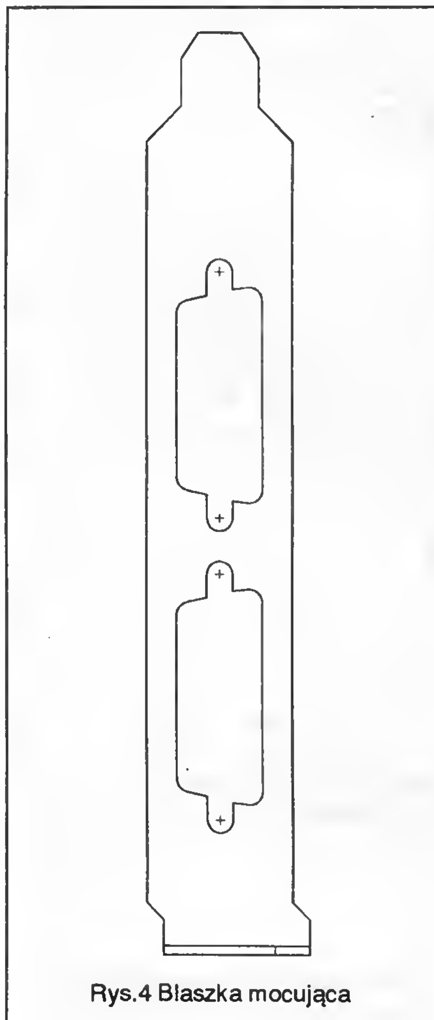
OPIS DZIAŁANIA

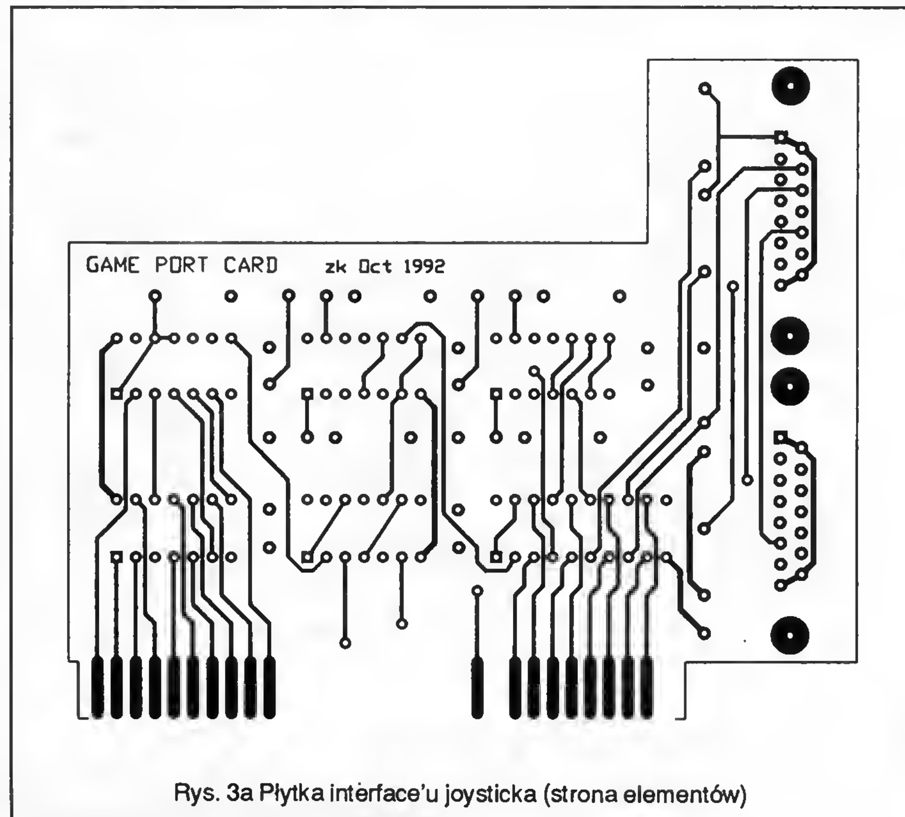
Uchwyt joystick'a analogowego połączony jest z dwoma potencjometrami położonymi na dwóch wzajemnie prostopadłych osiach. Zmiana położenia manetki odpowiada liniowej zmianie rezystancji od 0 do 200k. Interface joystick'a analogowego ma generować impuls o długości proporcjonalnej do rezystancji. Dla 0Ω~ 0ms a dla 200kΩ~2.2ms. W komputerze odbywa się pomiar długości tego impulsu.

Od strony procesora port joystick'a to bajt w obszarze we/wy pod adresem 201h. Odczytując ten port można dla dwóch joystick'ów określić położenie rączek oraz stan przycisków (fire buttons) na każdej z rączek. Oto znaczenie poszczególnych bitów portu 201h:

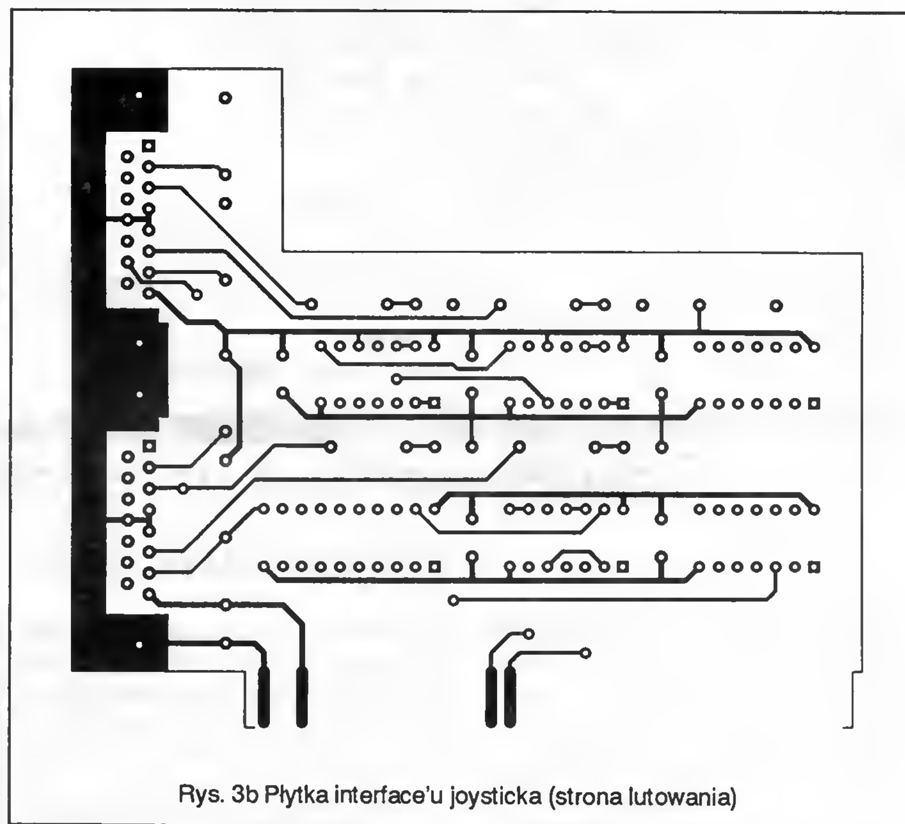


Rys. 2 Rozmieszczenie elementów na płytce


Rys.4 Blaszka mocująca



Rys. 3a Płytka interface'u joysticka (strona elementów)


Rys. 3b Płytka interface'u joysticka (strona lutowania)

7	6	5	4	3	2	1	0
B2	A2	B1	A1	Y2	X2	Y1	X1

stan przycisków (0 - wciśnięty 1 - zwolniony)
położenie rączek (długość impulsu)

Aby odczytać współrzędną X i Y obu joystick'ów najpierw trzeba wysłać dowolną wartość do portu 201h, co wyzwoli układ generujący impuls o długości zależnej od położenia rączki. Następnie mierząc czas trwania 1 logicznych na bitach 0-3 można określić położenie X i Y manetek. Natomiast stan przycisków określają bity 4-7. Inny sposób współpracy IBM PC AT, 386 lub 486 z joystick'iem to wywołanie funkcji 84h przerwania 15h BIOS'u komputera, która zwraca stan przycisków oraz liczbę określającą położenie uchwytu.

OPIS KONSTRUKCJI

Na rysunku 1 przedstawiono schemat ideowy interface'u. Dekoder adresu 201h stanowią układy IC4 i IC6. Zapis do portu joysticka powoduje na wyjściu bramki IC5C powstanie impulsu wyzwalającego cztery uniwibratory w układach IC1 i IC2. Każdy uniwibrator generuje impuls o długości t~1.1RC. Przy czym C=10nF, a R to rezystancja potencjometru w joystick'u zależna od położenia rączki joystick'a. Zarówno wyjścia uniwibratorów jak i przyciski joystick'ów połączone są z szyną danych systemu poprzez bufory trójstanowe w układzie IC3.

Rozmieszczenie elementów na płytce przedstawiono na rys. 2. Elementy interface'u joystick'a zmontowano na płytce z laminatu dwustronnie pokrytego miedzią (rys. 3.). Wszystkie otwory i przelotki są metalizowane. Nie jest konieczne złocenie złącza krawędziowego pod warunkiem, że płytka nie będzie często wyjmowana z gniazd rozszerzeń. Po przycięciu płytki należy jednak z obu stron skośnie spiłować złącze krawędziowe tak, by łatwo wsuwało się do gniazda. Na płytce umieszczono również dwa gniazda żeń-

Rys. 1 Schemat ideowy interface'u joystick'a

skie typu CANNON "D-SHELL" z piętnastoma otworami w dwóch rzędach. W standardowej blaszce mocującej o grubości 1mm ze stali nierdzewnej wypiłowano dwa otwory (rys. 4.) i przykręcono ją do gniazd w celu sztywnego umocowania płytki do obudowy IBM PC.

WYKAZ ELEMENTÓW

Układy scalone
IC1,IC2 - LM556
IC3 - SN74LS244N
IC4 - SN74LS27N
IC5 - SN74LS02N
IC6 - SN74LS30N

Kondensatory
C1,C2,C3,C4 - 10nF ceramiczny
C5 - 10uF 10V tantalowy
C6,C7,C8,C9,C10 - 0.1uF ceramiczny

Rezystory
R1,R2,R3,R4 - 1.5kΩ 0.125W 20% MŁT
R5,R6,R7,R8,R9 - 10k 0.125W 20% MŁT

Inne
P1,P2 - złącza żeńskie CANNON DB15 (do montażu)

Zbigniew Kurbiel

Tranzystorowy generator małej częstotliwości

Generatory małej częstotliwości drgań sinusoidalnych na tranzystorach zazwyczaj buduje się w układzie mostkowym z przesuwnikiem fazy z RC obwodem. Jako regulującego elementu wykorzystuje się sprzężony blok kondensatorów zmiennych o dużej pojemności (od 750÷1000pF) lub podwójny potencjometr zmienny.

Stosowanie sprzężonego bloku kondensatorów możliwe jest jedynie w przypadku wysokooporowego obwodu pierwszego stopnia generatora, a to zazwyczaj wymaga stosowania tranzystora unipolarnego. Zazwyczaj podwójny blok zmiennych kondensatorów o dużej pojemności posiada stosunkowo duże rozmiary i stosować go w małej gabarytowo tranzystorowej aparaturze jest niecelowe. W drugim przypadku potrzebny jest sprzężony rezystor zmienny z jednakową charakterystyką zmian rezystancji w funkcji kąta obrotu.

Nie każdy radioamator posiada możliwość zastosowania tranzystora polowego lub specjalnego o wysokiej dokładności sprzężonego rezystora zmiennego (potencjometru). Przedkładany schemat generatora małej częstotliwości pozwala zastosować podwójny zmienny potencjometr z dużym rozrzutem parametrów rezystancji i otrzymać przy tym dobre parametry przyrządu.

Podstawowymi parametrami generatorów napięcia sinusoidalnego małej częstotliwości stanowią współczynnik zniekształceń nieliniowych generowanych drgań i stabilność ich amplitudy. Niestabilność amplitudy napięcia wyjściowego RC generatora wyzwalana jest przede wszystkim przez zmianę współczynnika sprzężenia mostka Wiena przy zmianach częstotliwości generatora. Jak wiadomo współczynnik przesunięcia fazowego K w mostku Wiena równy jest 1/3, ale przy przestrajaniu częstotliwości bardzo trudno zapewnić jego stałość, ponieważ parametry regulowanych elementów mostka zmieniają się niejednakowo; z tego względu współczynnik przesunięcia może nie-

wiele zwiększać się lub zmniejszać. Niezbędnym warunkiem powstania w generatorze stabilnych drgań okazuje się równość K x S = 1, gdzie S - współczynnik wzmocnienia wzmacniacza generatora. Stąd wynika, że współczynnik wzmocnienia powinien być równy 3.

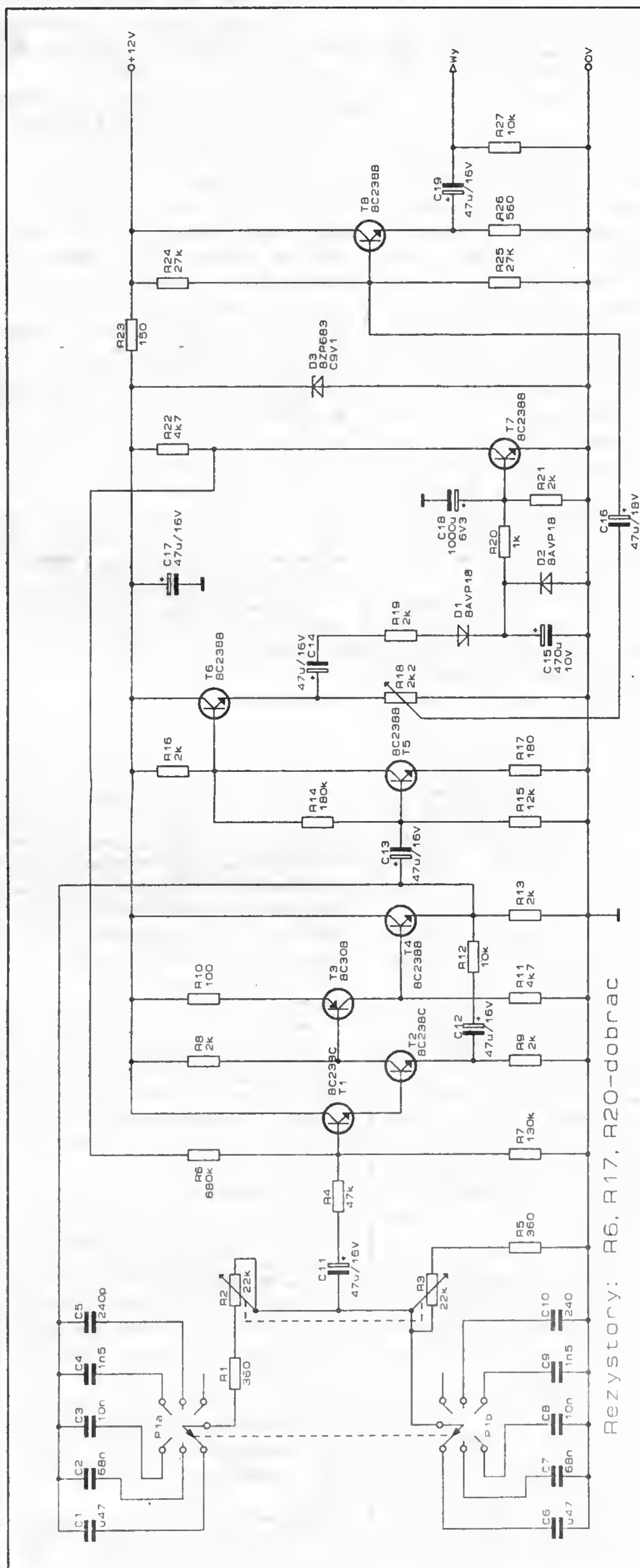
Przy zwiększeniu przesunięcia amplituda drgań zwiększa się i mogą pojawić się duże zniekształcenia nieliniowe sinusoidalnego kształtu drgań, a przy zmniejszeniu - amplituda drgań zmniejsza się i może dojść także do ich zrywania. Dlatego należy zapewnić zmianę współczynnika wzmocnienia wzmacniacza w taki sposób, aby rozpatrywana równość występowała na dowolnej częstotliwości. W tym celu do wzmacniacza wprowadza się automatyczną regulację wzmocnienia. Zazwyczaj stosuje się termistor, włączony w obwód ujemnego sprzężenia zwrotnego wzmacniacza. Jednak kompensacja wzmocnienia w ten sposób dowolnie dużych zmian współczynnika wzmocnienia udaje się nie zawsze. Ponadto nie każdy radioamator posiada możliwość zastosowania potrzebnego termistora. W przedkładanym schemacie generatora małej częstotliwości zastosowano system głębokiej ARW, pracujący od wyjściowego sygnału generatora. To pozwoliło regulować współczynnik wzmocnienia wzmacniacza w szerokim przedziale.

Zakres generatora zawiera się w granicach 10÷135kHz. On podzielony jest na pięć podzakresów (10÷70, 70÷490, 450÷3100Hz, 3-20, 20÷135kHz). napięcie wyjściowe generatora - 1V, niestabilność amplitudy nie przewyższa 5%. Współczynnik zniekształceń nieliniowych - nie więcej niż 0.5%. Rezystancja wyjściowa generatora - 300Ω. Czas ustalania się drgań na częstotliwościach 10÷20Hz - nie więcej niż 5s. Generator zasila się ze źródła prądu stałego o napięciu 12V. Prąd pobierany - około 20mA.

Układ elektryczny.

Schemat ideowy (Rys.1) generatora charakteryzuje się tym, że zasadniczy generator zbudowany jest na czterech tranzystorach T1÷T4 z bezpośrednim sprzężeniem między nimi. To pozwoliło otrzymać dobre fazowe charakterystyki wzmacniacza generatora, zaczynając od 5Hz. W celu otrzymania dużej rezystancji wejściowej, a także dla podwyższenia stabilności temperaturowej pierwszego stopnia (i całego wzmacniacza jako całość) on wykonany jest na zestawnym tranzystorze T1, T2.

Drugi stopień zbudowany jest na tranzystorze T3, który pracuje w reżimie wzmacniacza aperiodycznego. Wyjście generatora włączone jest poprzez wtórnik emiterowy na tranzystorze T4. Wtórnik ten



Rys. 1 Schemat ideowy generatora małej częstotliwości z tranzystorami krzemowymi.

potrzebny jest w celu zmniejszenia wpływu następnych stopni i obwodów sprzężenia zwrotnego na współczynnik wzmocnienia przedostatniego stopnia na tranzystorze T3.

Bezpośrednie sprzężenie między tranzystorami pozwoliło wykluczyć kondensatory elektrolityczne sprzężenia międzystopniowego o dużej pojemności i otrzymać liniową amplitudową charakterystykę generatora na niskich częstotliwościach. Pierwszy i drugi stopień wzmacniacza objęty jest głębokim ujemnym sprzężeniem zwrotnym prądowym (poprzez rezystor R9 i R10) i napięciowym (poprzez obwód R12, C12).

Roboczy zakres pracy całego wzmacniacza generatora zależy od doboru roboczego punktu pracy pierwszego tranzystora, który określa się dzielnikiem rezystorowym R6, R7 w obwodzie bazy tego tranzystora. Współczynnik wzmocnienia jest bardzo czuły na zmiany napięcia polaryzacji pierwszego tranzystora. Dlatego reguluje się ten współczynnik zmianą dodatniego napięcia, podawanego na rezystor R6 ze wzmacniacza ARW, wypełnionego na tranzystorze T7. Reżim pracy generatora wybrany jest w ten sposób, że generator pracuje w początkowym odcinku charakterystyki wzbudzenia się, gdzie jeszcze nie ma zauważalnych zniekształceń kształtu drgań. Amplituda generowanego napięcia na wyjściu generatora - zaledwie 100mV. Dlatego też udało się otrzymać bardzo małe zniekształcenia nieliniowe sygnału, a dzięki głębokiej ARW generator stabilnie pracuje na bardzo niskich częstotliwościach.

Współczynnik wzmocnienia wzmacniacza napięcia (tranzystor T5) równy jest 10. To pozwoliło zwiększyć napięcie wyjściowe generatora do 1V. Wzmacniacz objęty jest lokalnym ujemnym sprzężeniem zwrotnym prądowym poprzez rezystor R17, a napięciowym poprzez rezystor R14. Obciążenie stanowi rezystor R16 i rezystancja wejściowa wtórnika emiterowego (na tranzystorze T6). Ten wtórnik jest konieczny w celu wzmocnienia mocy sygnału i zmniejszenia wpływu obciążenia na współczynnik wzmocnienia poprzedzającego stopnia.

Napięcie na wyjściu generatora reguluje się rezystorem zmiennym R18. Z niego sygnał małej częstotliwości poprzez kondensator rozdzielający C16 postępuje do wyjściowego wzmacniacza mocy (tranzystor T8).

System ARW wykonany jest na diodach D1 i D2 i tranzystorze T7. Na bazę tego tranzystora z dzielnika R20, R21 postępuje wyprostowane przez diody D1 i D2 napięcie, zdejmowane z wyjścia wtórnika emiterowego (tranzystor T6) poprzez rezystor R19. Kondensator C18 potrzebny jest do wygładzenia pulsacji. Przy nieobecności napięcia na wyjściu generatora tranzystor T7 jest zatkany. Napięcie na jego kolektorze jest maksymalne i równe napięciu zasilającemu. Poprzez rezystor R6 ono podawane jest do bazy tranzystora T1. W tym przypadku wzmocnienie jest największe i generator wzbudza się. Na wyjściu tranzystora T6 pojawia się generowane napięcie. Kiedy ono osiągnie wartość 0.5÷0.6V, zaczyna pracować system ARW. Na wyjściu detektora pojawia się dodatnie napięcie polaryzacji, odtykające tranzystor T7. Napięcie polaryzacji z kolektora tego tranzystora podawane na bazę tranzystora T1 zmniejsza się, zmniejszając i współczynnik wzmocnienia wzmacniacza generatora. Ten proces odbywa się do tej pory, dopóki nie ustanowi się reżim równowagi, tj. dopóki amplituda napięcia na wyjściu tranzystora T6 nie stanie się równa 1V. Rezystorem R20 można regulować amplitudę ustalających się drgań, ale zwiększać jej powyżej 1V nie należy, ponieważ to spowoduje zwiększenie zniekształceń nieliniowych sygnału.

Napięcie zasilania generatora stabilizowane jest przy użyciu stabilizatora (diody Zenera) D3.

Uruchomienie.

Uruchomienie generatora należy zaczynać od doboru rezystora R6. W tym celu system ARW wyłączamy (odłączamy rezystor R20). Rezystor R6 powinien być taki, aby można było uzyskać stabilne wzbudzenie się generatora na wszystkich podzakresach. Jeśli generacja nie powstaje, to należy zwiększyć rezystancję rezystora R12. Jeśli generacja nie powstaje na żadnym podzakresie, należy zamienić miejscami kondensatory przesuwające fazę obwodu tego podzakresu.

Następnie uruchamiamy system ARW. Rezystor R20 dobieramy tak aby amplituda napięcia na emiterze tranzystora T4 była równa 100mV. Żądany współczynnik wzmocnienia stopnia na tranzystorze T5 ustaniawiamy doborem rezystora R17.

Przy pracy systemu ARW może wyniknąć aperiodyczny tłumiony i także nie tłumiony proces ustanawiania się amplitudy drgań. Aby uniknąć tego zjawiska, należy wybrać stałą czasową systemu ARW znacznie większą, niż czas ustanawiania się drgań generatora bez ARW. Na małych częstotliwościach pierwszego podzakresu czas ustanawiania się drgań jest szczególnie wielki. W celu jego zmniejszenia można nieznacznie zwiększyć pojemność przesuwającego fazę kondensatora C1 w obwodzie dodatniego sprzężenia zwrotnego.

Skalowanie skali generatora odbywa się przy pomocy wzorcowego generatora i oscyloskopu (wg figur Lissajou) lub przy pomocy elektronicznego miernika częstotliwości.

Konstrukcja i elementy.

Modelowy generator zmontowano na płytce drukowanej o rozmiarach 130 x 60mm. Kondensator C18 (1000μF) może być złożony z dwóch równolegle włączonych kondensatorów 04/U o pojemności 470μF. Pozostałe kondensatory elektrolityczne też typu 04/U. Wszystkie rezystory typu MŁT - 0.25W lub RBM/0.25W. W roli podwójnego zmiennnego rezystora można zastosować dowolny potencjometr o rezystancji 22kΩ.

Kondensatory w obwodzie przesuwnika fazowego (C1÷C10) szczególnego doboru nie wymagają. Tranzystory T1, T2, T4, T5, T6, T7, T8 typu BC237 lub BC238. Można je również zastąpić tranzystorami typu BC107, BC108, BC147, BC148. Tranzystory T1, T2 o współczynniku wzmocnienia prądowego nie mniejszym niż 300. Jako tranzystor o przewodności p-n-p (T3) może pracować BC178, BC308, BC158 itp. Pozostałe elementy jak uwidoczniono na schemacie ideowym (Rys.1).

Generator małej częstotliwości pracuje stabilnie przy temperaturze otoczenia do +45°C

mgr inż. Adam Sztorc

Klasyfikacja i sposób oznaczania tranzystorów

Obecnie można zetknąć się z trzema systemami oznaczania tranzystorów produkowanych na obszarze byłego ZSRR.

Pierwszy system

Podany niżej sposób oznaczania typów tranzystorów zgodny jest ze standardem OCT 11 333.919 – 81.

Pierwszy element oznacza wyjściowy materiał półprzewodnikowy, z którego wykonano tranzystor. Może to być zarówno litera jak i cyfra:

Г lub 1 – german i jego związki
K lub 2 – krzem i jego związki
A lub 3 – związki galu (praktycznie stosowany arsenek galu)
И lub 4 – związki indu

Drugi element to litera oznaczająca podklasę (lub grupę) tranzystora:

T – tranzystory bipolarne
П – tranzystory polowe

Trzeci element to cyfra określająca funkcjonalne możliwości tranzystora (dopuszczalną moc strat i właściwości częstotliwościowe):

tranzystory małej mocy (o dopuszczalnej mocy strat nie większej niż 0.3 [W])

1 – niskiej częstotliwości (częstotliwość graniczna nie większa niż 3 [MHz])
2 – średniej częstotliwości (częstotliwość graniczna wyższa od 3 [MHz] , ale nie większa niż 30 [MHz])
3 – wysokiej i b.wysokiej częstotliwości (częstotliwość graniczna jest większa od 30 [MHz])

tranzystory średniej mocy (o dopuszczalnej mocy strat większej niż 0.3 [W], ale mniejszej niż 1.5 [W])

4 – niskiej częstotliwości (częstotliwość graniczna nie większa niż 3 [MHz])
5 – średniej częstotliwości (częstotliwość graniczna wyższa od 3 [MHz] , ale nie większa niż 30 [MHz])
6 – wysokiej i b.wysokiej częstotliwości (częstotliwość graniczna jest większa od 30 [MHz])

tranzystory dużej mocy (o dopuszczalnej mocy strat większej niż 1.5 [W])

7 – niskiej częstotliwości (częstotliwość graniczna nie większa niż 3 [MHz])
8 – średniej częstotliwości (częstotliwość graniczna wyższa od 3 [MHz], ale nie większa niż 30 [MHz])
9 – wysokiej i b.wysokiej częstotliwości (częstotliwość graniczna jest większa od 30 [MHz])

W katalogu do tranzystorów wysokiej częstotliwości zaliczono elementy o częstotliwości granicznej większej niż 30 [MHz], ale nie wyższej od 300 [MHz], zaś do tranzystorów b.wysokiej czestotliwości te elementy, których częstotliwość graniczna przekracza 300 [MHz].

Czwarty element – liczba oznaczająca numer porządkowy opracowania tranzystora.

Piąty element – litera, umownie określająca klasyfikację tranzystora ze względu na parametry.

Drugi system

W przypadku tranzystorów bipolarnych opracowanych przed 1964 rokiem oznaczenie typu składa się z dwóch lub trzech elementów.

Pierwszy element – litera П charakteryzująca klasę tranzystorów bipolarnych, lub dwie litery MП w przypadku tranzystorów o korpusie hermetyzowanym metodą zgrzewania na zimno.

Drugi element – liczba określająca numer porządkowy opracowania tranzystora i grupę (biorąc pod uwagę materiał z jakiego wykonana jest struktura, maksymalną moc strat i częstotliwość graniczną):

od 1 do 99 – tranzystory germanowe małej mocy, niskiej częstotliwości
od 101 do 199 – krzemowe tranzystory małej mocy, niskiej częstotliwości
od 201 do 299 – germanowe tranzystory dużej mocy, niskiej częstotliwości
od 301 do 399 – krzemowe tranzystory dużej mocy, niskiej częstotliwości
od 401 do 499 – germanowe tranzystory małej mocy, wysokiej i b.wysokiej częstotliwości
od 501 do 599 – krzemowe tarnzystory małej mocy, wysokiej i b.wysokiej częstotliwości
od 601 do 699 – germanowe tranzystory dużej mocy, wysokiej i b.wysokiej częstotliwości
od 701 do 799 – krzemowe tranzystory dużej mocy, wysokiej i b.wysokiej częstotliwości.

Trzeci element oznaczenia (w niektórych typach może on nie występować) – litera, umownie określająca klasyfikację tranzystora biorąc pod uwagę jego parametry.

Trzeci system

System umownego oznaczenia tranzystorów mocy różni się od opisanych. Przyjęto w nim następujące oznaczenia :

Pierwszy element (w niektórych typach tranzystorów może być pominięty) oznacza wyjściowy materiał półprzewodnikowy, na bazie, którego wykonano tranzystor:

1 – german
2 – krzem
3 – arsenek galu
4 – węglik krzemu

Drugi element – litery oznaczające typ elementu:

TK – dyskretny, bipolarny,
TKД – złożony, bipolarny,
TKП – polowy.

Trzeci element – cyfra oznaczająca porządkowy numer opracowania tranzystora.

Czwarty element – cyfra określająca wymiary korpusu.

Piąty element – cyfra określająca wykonanie korpusu i wyprowadzeń.

Szósty element – liczba określająca maksymalną dopuszczalną stałą wartość prądu kolektora.

Siódmy element – liczba określająca klasyfikację tranzystora biorąc pod uwagę maksymalne dopuszczalne napięcie stałe panujące między kolektorem i emiterem przy odłączonej bazie.

Tabela 1 na str.24

mgr inż Witold Wrotek

c.d.n.

Tabela 1
Tranzystory bipolarne

Tranzystory P–N–P, małej mocy, niskiej częstotliwości

Znaczenie skrótów użytych w tekście:

I_c – Maks. wartość prądu stałego, który w temp.+25[C] może płynąć przez złącze kolektorowe

U_{CER} – Maks. wartość napięcia stałego między kolektorem i emiterem przy obciążeniu w obwodzie baza – emiter

U_{CBO} – Maks. wartość napięcia stałego między kolektorem i bazą przy prądzie kolektora i emitera równym zeru

U_{EBO} – Maks. wartość napięcia stałego między emiterem i bazą przy prądzie kolektora i emitera równym zeru

$P_{CMAX/T}$ – Maks. stała dopuszczalna moc strat kolektora, przy określonej wartości temp. otoczenia

F_{GR} – Częstotliwość, przy której wartość bezwzględna współczynnika transmisji prądu w układzie wspólny emiter zbliża się do jedności.

TYP	Ic mA	Ucer V	Ucbo V	Uebo V	Pcmax/T mW/C	B	Fgr MHz
П27	6	5	5	-	30 / 25	20-90	1
П27А	6	5	5	-	30 / 25	20-60	1
П27Б	6	5	5	-	30 / 25	42-126	3
1Т102	6	5	5	5	30 / 25	20	1
1Т102А	6	5	5	5	30 / 25	20	1
КТ120А	10	10	60	-	10 / 25	20-200	1
КТ120Б	10	10	30	-	10 / 25	-	1
КТ120В	10	10	60	-	10 / 25	20-200	1
1Т101	10	15	15	15	50 / 25	30-60	2
1Т101А	10	15	15	15	50 / 25	20-40	2
МП106	10	15	15	10	150/ 75	15-100	0.5
МП116	10	15	15	10	150/ 70	15-100	0.5
МП105	10	30	30	15	150/ 75	9-45	0.1
МП115	10	30	30	10	150/ 70	9-45	0.1
МП104	10	60	60	30	150/ 75	9	0.1
МП114	10	60	60	10	150/ 70	9	0.1
КТ120А-1	10	60	60	10	10 / 25	20-200	-
КТ120А-5	10	60	60	10	10 / 25	20-200	-
КТ120Б-1	10	60	60	10	10 / 25	20-200	-
КТ120А-5	10	60	60	10	10 / 25	20-200	-
ГТ109А	20	6	10	-	30 / 20	20-50	1
ГТ109Б	20	6	10	-	30 / 20	35-80	1
ГТ109В	20	6	10	-	30 / 20	60-130	1
ГТ109Г	20	6	10	-	30 / 20	110-250	1
ГТ109Д	20	6	10	-	30 / 20	20-70	3
ГТ109Ж	20	6	10	-	30 / 20	20-50	1
ГТ109И	20	6	10	-	30 / 20	20-80	1
МП13	20	15	15	15	150/ 50	12	0.5
МП13Б	20	15	15	15	150/ 50	20-60	1
МП14	20	15	15	15	150/ 50	20-40	1
МП15	20	15	15	15	150/ 50	30-60	2



proelco









- zdalne sterowanie z OSD
- piloty
- dekodery telegazety
- dekodery PAL
- transkodery SEC/PAL
- konwertery fonii 5,5/6,5 MHz i odwrotnie
- konwertery UKF zwykłe i w obudowie
- produkcja kontraktowa
  - twój produkt
  - twoje lub nasze opracowanie i konstrukcja
  - kompleksowe zaopatrzenie według życzeń
  - nasze wykonanie
  - niska cena
  - profesjonalna jakość

proelco Zakład Produkcji Urządzeń Elektronicznych
PL 83-000 Pruszcz Gdański ul. Nad Radunią 46 tel/fax (058) 82-27-91 tlx 0512448 pec pl